E 1741

2p.

496

RADIOCOMUNICAȚII •

telecomunicații

TELEFONIE • TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE

1962

1

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și Administrația: București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raionul Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.57.28, 13.84.16 — Revista este editată de ASIT — Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară precum și prin responsabilii cu presa din cercurile ASIT — Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament. Publicațiile Tehnice ASIT, Calea Victoriei nr. 118, cont 070.124 B.R.P.R. Filiala I. V.Stalin — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. — Prețul unui exemplar: lei 5 — Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2. București. c. 5275.

gresul al XXII-lea al P.C.U.S., sarcinile din acest domeniu pun mari probleme în fața oamenilor de știință și tehnicienilor, deoarece automatizarea proceselor de producție este mijlocul principal pentru realizarea celui mai înalt nivel al productivității muncii. Paralel cu dezvoltarea pe scară largă a automatizării proceselor industriale, capătă o însemnătate din ce în ce mai mare automatizarea diferitelor forme de muncă intelectuală. Este vorba de acele procese ale muncii intelectuale care sînt compatibile cu descrierea sub formă de operații logice și matematice.

Deocamdată este destul de dificil de spus cît de departe poate ajunge procesul automatizării în diferitele domenii de activitate a oamenilor, dar este cert că acest proces va deschide cele mai largi posibilități de eliberare a omului de formele mecanizabile ale muncii intelectuale, pentru a se dedica formelor mai înalte ale activității intelectuale.

În legătură cu studierea proceselor de comandă capătă o mare importanță analiza proceselor gîndirii și analiza proceselor de comandă ce au loc în organismele vii. Teoria proceselor comenzii automate constituie principala orientare a ciberneticii, un nou domeniu al științei, de foarte mare importanță.

În Uniunea Sovietică se acordă azi o foarte mare atenție dezvoltării mașinilor de calcul, a mașinilor de comandă și a mașinilor de analiză a informației. De asemenea se acordă o atenție deosebită elaborării sistemelor de autoreglare și autoinstruire, care se adaptează la condițiile externe găsind singure soluții optime pentru condițiile respective.

Mașinile electronice de calcul deschid largi posibilități extinderii domeniilor de aplicare a automatizării. Dezvoltarea cercetării în domeniul telecomunicațiilor, radiodifuziunii și televiziunii, în legătură cu sporirea cantității de informații transmise și în legătură cu îmbunătățirea transmiterii rapide a informației, în special la distanțe mari, pentru comanda navelor cosmice, este și ea o mărturie a înaltului nivel atins de știința sovietică.

Electronica și radiotehnica au căpătat o mare dezvoltare în U.R.S.S., atît în domeniul cercetării științifice și în domeniul realizării aparaturii moderne de măsurat și control, în industrie și agricultură, cît și în diagnosticarea și tratamentul unor boli. De asemenea există perspectiva creării unor aparate care vor servi drept proteze ale inimii, plămînilor și rinichilor.

Radiofizicienii sovietici au elaborat noi metode care se bazează pe folosirea sistemelor cuanto-mecanice și a amplificatoarelor parametrice, ceea ce creează posibilitatea reducerii substanțiale a zgomotului de fond. Realizările noi din domeniul radioelectronicii, cum sînt crearea aparatelor cu semiconductoare și a generatoarelor cuantice, au fost posibile datorită dezvoltării fizicii corpului solid, la care savanții sovietici au adus cea mai mare contribuție.

Cele arătate mai sus sînt departe de a reprezenta un tablou general al culmilor atinse de știința și tehnica sovietică. Ele ilustrează, ca o exemplificare, marele avînt pe care îl cunoaște știința sovietică, geniul poporului sovietic și forța atotputernică a socialismului.

Realizările științei și industriei sovietice s-au manifestat cu deosebire în domeniul folosirii nucleului atomic, al dezvoltării tehnicii rachetelor și al cercetării spațiului cosmic.

În aceste domenii ale tehnicii și științei moderne, care sînt cele mai înaintate, U.R.S.S. ocupă pozițiile de frunte pe plan mondial.

În darea de seamă a delegației P.M.R. la cel de-al XXII-lea Congres al P.C.U.S., tovarășul Gheorghe Gheorghiu-Dej spunea: „Vor trece ani după ani, dar tezele Congresului își vor păstra imensa lor însemnătate, arătînd popoarelor calea spre cel mai înalt stadiu al civilizației umane". Din aceste cuvinte răzbate ideea marii puteri de influențare a ideilor Programului P.C.U.S., care pornește de la generalizarea experienței construcției socialismului în țările sistemului socialist mondial și trasează sarcinile construcției desfășurate a comunismului în U.R.S.S.

Pornind de la învățătura leninistă, că ritmul rapid de creștere a productivității muncii este determinat, înainte de toate, de nivelul tehnic al mijloacelor de producție cu care este înzestrată economia, P.M.R. a acordat și acordă toate atenția cercetării științifice și introducerii tehnicii noi. În țara noastră, construcția socialismului a atras după sine asigurarea unui cîmp nelimitat de aplicare a științei și tehnicii. Statul nostru depune eforturi stăruitoare pentru înzestrarea economiei cu mașini și instalații dintre cele mai perfecționate, realizate la nivelul tehnicii mondiale. Sarcini deosebite stau în fața noastră în legătură cu mecanizarea și automatizarea producției, introducerea treptată a mașinilor automate și a liniilor automate. Aceste sarcini pun probleme mari tehnicienilor și inginerilor, precum și cercetătorilor, care trebuie să contribuie la introducerea mașinilor electronice de calcul, a sistemelor de programare electronică pentru automatizarea complexă, pentru automatizarea unor lucrări de calcule economice și statistice.

Aceste exemple arată cît de importante sînt dezvoltarea cercetării științifice și introducerea tehnicii noi, care sînt legate de ramuri ale științei moderne în care țara noastră poate aduce o contribuție la îmbogățirea tezaurului mondial.

Oamenii muncii din țara noastră, înțelegînd politica partidului nostru, muncesc cu abnegație și entuziasm, trăgînd învățăminte din lucrările de însemnătate istorică ale Congresului al XXII-lea al P.C.U.S., și își intensifică lupta pentru victoria deplină a socialismului în țara noastră.

întinde pînă la 500 kHz. Caracteristici analoge posedă aparatura MBII—57 (MVP—57), arătate în rîndul patru al tabelei 5. Această aparatură este destinată pentru liniile de electrificare rurală, de 6, 10 şi 35 kV.

Posturile mici combinate MK—58 (fig. 7) sînt destinate pentru linii de transport de energie 35—220 kV. Ele dau posibilitatea de a avea un canal telefonic şi două canale duplex de telemecanică în spectrul supra-audio, la frecvenţele 2 150 Hz şi 2 500 Hz (fig. 7). Primul canal de telemecanică are o lăţime mai mare a benzii de frecvenţe şi anume de 220 Hz, fiind destinat pentru dispozitive speciale de telemecanică. Al doilea canal are o lăţime aproape de cea normală, egală cu 150 Hz.

Din anul 1958 în Uniunea Sovietică a început fabricarea în cantităţi relativ mici a aparaturii combinate de înaltă frecvenţă KII(KP), care în ultima variantă KII—59 dă posibilitatea de a avea fie două canale telefonice, fie un canal telefonic şi şapte canale duplex de telemecanică, fie 14 canale duplex de telemecanică. Aparatura foloseşte sistemul de transmisie cu o bandă laterală de frecvenţe în gama 5,5 kHz pentru

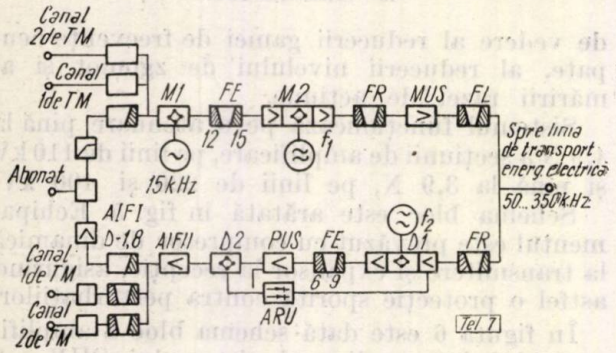


Fig. 7. Schema bloc a aparaturii MK—58

ambele canale. Atenuarea acoperită de sistem este de 4 N la liniile de 110 kV. Aparatura KII—59 (KP—59) se fabrică în varianta cu trei dulapuri şi conţine blocul grupului de înaltă frecvenţă, translatorul de frecvenţă de emisie şi recepţie, instalaţia telefonică cu două canale şi sistemul cu şapte canale, de utilizare multiplă a canalului telefonic pentru canale de telemecanică. Blocul grupului de înaltă frecvenţă în acest sistem poate fi separat de blocul telefonic, la distanţe determinate de o atenuare a cablurilor de legătură pînă la 3 N, în benzile de frecvenţe intermediare 3—9 kHz şi 12—18 kHz.

În ultimul timp s-a elaborat şi a intrat în fabricaţie un post portativ pentru telecomunicaţii cu brigăzile de reparaţii.

După cum se ştie, posturile portative cu lămpi electronice s-au elaborat şi fabricat într-o serie de ţări, dar nu au căpătat o întrebuinţare largă, datorită greutăţii lor mari şi dificultăţilor în alimentarea electrică. Prin utilizarea transistoarelor s-a reuşit să se creeze un post de înaltă frecvenţă portativ, cu acord fix, cu o greutate de 16 kg, inclusiv antena şi acumulatorul de 12 V şi 2,5 A/h, care asigură funcţionarea receptorului pe opt ore şi a emiţătorului pe două ore. Schema bloc a acestui post este dată în fig. 8.

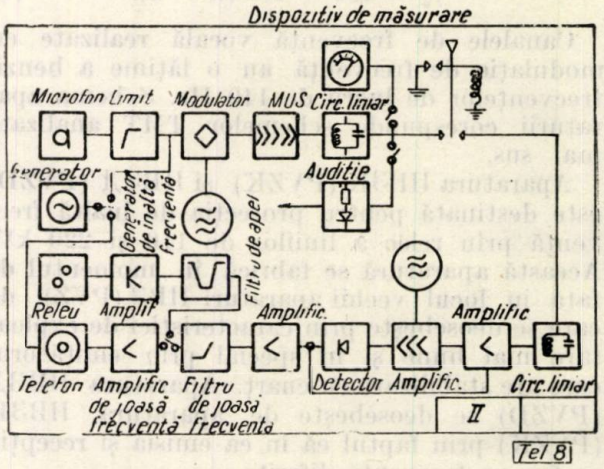


Fig. 8. Schema bloc a postului

Postul portativ funcţionează cu modulaţie în amplitudine şi cu transmisiunea unei singure benzi laterale de frecvenţă. Recepţia şi emisia se fac cu aceeaşi frecvenţă purtătoare, prin comutare manuală de pe recepţie pe emisie. Aparatura are apel selectiv, care permite conectarea a pînă la cinci posturi pe linie. Legătura cu linia se face prin antenă şi condensator portativ de cuplaj sau prin cuplaj direct. Posturile funcţionează în gama 40—150 kHz şi acoperă o atenuare pînă la 4,5 N, la un nivel al zgomotului de 3,5 N.

Pentru legarea la pămînt a liniei la locul efectuării lucrărilor, s-a elaborat şi deja se fabrică o bobină de blocare portativă (fig. 9), pentru un curent nominal de 5 A, cu o inductanţă de 4 m H, cu protector din redresoare cu cuproxid, pentru un curent de 6 000 A timp de 6 s.

La descărcarea disruptivă a protectorului, tensiunea pe bobina de blocare nu depăşeşte 100 V. Greutatea bobinei de blocare este de circa 3,5 kg.

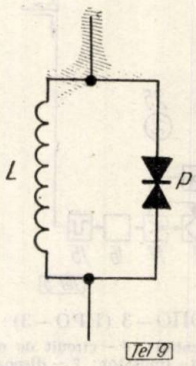


Fig. 9. Schema bobinei de blocare portative :
L — inductanţa 4 mH, 5 A ; *D* — descărcător de putere de joasă tensiune cu plăci de cuproxid.

5. Una din ultimele realizări ale tehnicii comunicaţiilor de înaltă frecvenţă pe liniile de înaltă frecvenţă în Uniunea Sovietică este **echiparea sistemului de canale pe cele două linii de 400 kV centrala hidroelectrică Kuibîşev-**

Dacă solul conține mai mult de două straturi, [ceea ce se constată din forma curbei $\log \sigma = \psi (\log L/2]$, se reduce succesiv cîte un strat, prin determinarea întîi a conductivității aparente pentru ultimele două straturi n și n-1, care se combină într-unul singur, de adîncime infinită. Apoi se combină straturile n-1 și n-2 și se continuă astfel pînă se ajunge la un singur strat echivalent. În practică, rareori se întîlnesc mai mult de trei straturi. În acest mod se pot calcula conductivitățile unui sol neomogen, pentru diferite frecvențe f.

În documentul C.C.I.T.T. nr. 1 al subcomisiunii 5/1 din 5—13 iulie 1960, unde este expusă această metodă de măsură și este descris aparatul utilizat în U.R.S.S. în acest scop, se dă următorul exemplu de aplicație, pentru determinarea rezistivității ($\rho = 1/\sigma$) unui sol compus din trei straturi.

Straturile se presupun că au rezistivitățile și adîncimile următoare:

$$\rho_1 = 50\ \Omega;\ h_1 = 10\ \text{m};$$

$$\rho_2 = 100\ \Omega;\ h_2 = 100\ \text{m};$$

$$\rho_3 = 1\,000\ \Omega;\ h_3 = \infty.$$

Se combină mai întîi straturile 2 și 3 într-unul singur. La frecvența $f = 50$ Hz factorul P_{2-3} este;

$$P_{2-3} = h_2 \sqrt{\frac{10f}{\rho_2}} = 224,$$

iar parametrul $\sigma_2/\sigma_3 = \rho_3/\rho_2 = 10$.

Din curbele care dau ρ_2/ρ_a în funcție de P_{2-3}, se obține $\rho_a\ (2-3) = 435\ \Omega$. Astfel s-a redus structura cu trei straturi la una cu numai două straturi echivalente:

$$\rho_1 = 10\ \Omega,\ h_1 = 10\ \text{m};$$

$$\rho_2 = 435\ \Omega,\ h_{2e} = \infty.$$

Continuînd calculul în același mod, se obține în final $\rho_a = 250\ \Omega$, pentru $f = 50$ Hz. Pentru frecvența $f = 800$, procedînd la fel, se obține $\rho_a = 37\ \Omega$. Măsurătorile pe teren trebuie făcute în 2—3 perioade diferite ale anului, spre a se determina conductivitatea (rezistivitatea) aparentă cea mai defavorabilă.

MĂSURAREA CONDUCTIVITĂȚII PE PROBE DE TEREN

În loc să se măsoare conductivitatea solului pe teren, cu structura lui complexă, care conține uneori instalații subterane (conducte, canalizații) sau alte neregularități accidentale, poate fi util, în unele cazuri, să se măsoare conductivitatea unei probe, aproximativ omogene, de sol. Această probă poate fi luată la suprafața solului sau la diferite adîncimi, după structura geologică a terenului respectiv.

Pentru ca măsurătoarea să fie valabilă, trebuie ca dimensiunile probei să fie suficient de mari, astfel ca materialul ei să poată fi considerat omogen, în raport cu dimensiunile electrozilor de măsură. Dar un volum prea mare al probei este greu de extras și de transportat pînă la locul de măsură. De aceea trebuie găsit, pe cale experimentală, volumul optim pentru diferite sorturi de teren, astfel ca să se asigure atît maniabilitatea, cît și eficacitatea măsurătorii.

Pămîntul fiind, din punct de vedere al rezistenței electrice, un semiconductor (nici conductor, nici dielectric), se pot folosi metodele de măsură utilizate la semiconductoare propriuzise (germaniu, siliciu). Aceste metode se împart în două categorii: a — cu aplicarea unor electrozi de contact pe probă, b — fără aplicarea de contacte [3].

Vom examina în cele ce urmează numai metodele din prima categorie, cu contacte de curent. În practică se folosesc mai ales două procedee de măsură prin trecere de curent: 1 — cu doi electrozi de contact și 2 — cu patru electrozi de contact. Primul procedeu, cu doi electrozi, presupune existența unei probe de material de secțiune uniformă în direcția curgerii curentului (de ex. probe cilindrice), astfel ca repartiția liniilor de curent să fie uniformă.

Al doilea procedeu, cu patru puncte de contact, se subdivide în două variante: a — cu cele patru puncte pe aceeași dreaptă (ca în metoda din paragraful anterior, utilizată pentru sol), b — cu cele patru puncte așezate la vîrfurile unui pătrat [4].

Metoda cu patru puncte coliniare este analogă cu metoda reprezentată în figura 1, cu deosebirea că acum avem de-a face cu un corp de dimensiuni finite (proba de material). În ipoteza că proba are o formă de paralelipiped (fig. 2), suficient de lungă față de distanța L dintre electrozii extremi, formula tensiunii U

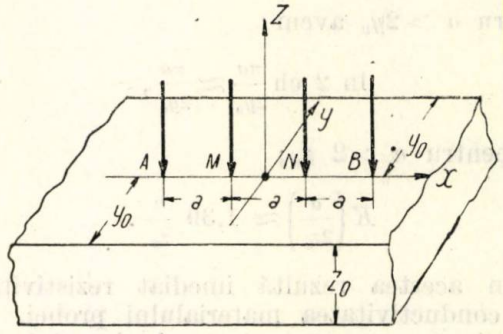


Fig. 2. Metoda de măsură a conductivității unei probe de material semiconductor.

produse între M,N, cînd se trece un curent I prin A, B, este:

$$U = \frac{\rho I}{2\pi} \sum_i \frac{1}{d_i},$$

în care T_{ba} și T_{AB} sînt coeficienții de transmisie ai punților de la porțile a la b și B la A, iar

$$T = T_{cB} \cdot T_{bc}\, S \cdot R_B \qquad (16)$$

este cîștigul în bucla de reacție.

Calculul amplificării și al impedanțelor se face ușor, dacă la ambele transformatoare diferențiale sînt satisfăcute condițiile:

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{n_1}{n_2} \text{ și } \frac{r_3}{r_4} = \frac{n_3^2}{n_1 n_2}. \qquad (17)$$

În acest caz toate rezistențele lucrează adaptat și cîștigul în bucla de reacție nu depinde de impedanțele generatorului și ale sarcinii. O variație a impedanței amplificatorului la bornele b sau B produce la borna a respectiv A un coeficient de reflexie de $1 + T$ ori mai mic decît cel de la b sau B [5].

Calculul transformatorului de ieșire se face ca și cînd tranzistorul ar fi șuntat la ieșire de rezistența R_B.

În acest caz impedanța de ieșire este egală cu r_L. Fără reacție, cu absența acestei rezistențe, coeficientul de reflexie la portul A va avea o valoare oarecare:

$$\rho_0' = \frac{r_L - Z_0'}{r_L + Z_0'} < 1. \qquad (18)$$

După introducerea reacției impedanța de ieșire devine Z_0 și coeficientul de reflexie:

$$\rho_0 \leqslant \frac{1}{1 + T} \qquad (19)$$

Deoarece impedanța de ieșire a tranzistorului este mai mare decît rezistența de sarcină R_B, rezultă că impedanța de ieșire a amplificatorului cu reacție va fi cuprinsă între r_L și valoarea dată de (19)

$$r_L < Z_0 < r_L \frac{T + 2}{T}. \qquad (20)$$

Transformatorul de intrare permite adaptarea la portul b cu $\frac{\beta}{S}$, astfel că la intrare impedanța rezultă exactă. Din cauza echilibrului transformatorului de intrare transmisiunea directă este nulă, iar sensibilitatea în definiția lui Bode este egală cu diferența la întoarcere $1 + T$.

Cu toate că în bucla de reacție sînt conectate două transformatoare și un tranzistor, adică trei elemente care introduc în înaltă frecvență o pantă de 6 dB/Oct fiecare, stabilitatea amplificatorului se asigură ușor. Dacă tranzistorul și transformatorii au aceeași frecvență maximă, atunci cîștigul critic este $T_M = 8$ [6].

Dacă se decalează frecvențele maxime ale elementelor, atunci T_M poate fi și mai mare. Pentru a stabiliza amplificarea și impedanțele, o valoare de 6—7 pentru T este suficientă în majoritatea aplicațiilor.

În figurile 5, a și 5, b sînt date două scheme cu formulele de calcul respective. Aceste formule nu țin seama de pierderile transformatoarelor.

Dacă se introduce o rezistență variabilă R în circuitul de reacție se poate obține amplificare variabilă în limite suficient de mari fără a schimba sensibil impedanțele amplificatorului.

Acest tip de amplificator poate corecta în bune condiții atenuarea introdusă de filtre la marginile benzii de frecvență. În acest scop se conectează în serie cu R circuite acordate paralel.

Pentru a ilustra calitățile acestui amplificator dăm un exemplu numeric.

Fie tranzistorul P 13 în punctul de funcționare $-U_c = 10$ V, $-I_c = 5$ mA cu parametri $\beta = 40$, S = 120 mA/V. Generatorul și sarcina au impedanța $r_g = r_L = 600\ \Omega$.

Ne impunem $T = 6$. Pentru puterea maximă nedistorsionată $R_3 = \frac{U_c}{I_c} = 2\ \text{k}\Omega$. Pentru circuitul din figura 8, a rezultă $R_4 = 50\ \Omega$ și $a_u = 12{,}75$. Randamentul circuitului de ieșire este foarte bun, fiind $T_{13}^2 = \left(\frac{R_1 - R_4}{R_1}\right)^2 = 0{,}95$.

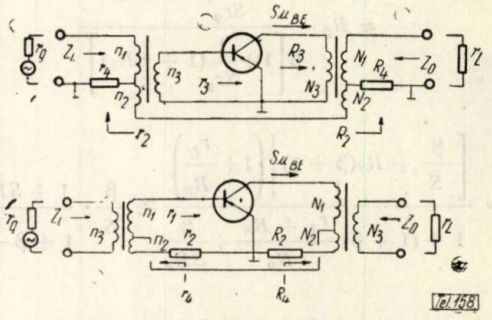


Fig. 5. Două variante de amplificator cu un etaj cu reacție negativă aplicată prin două transformatoare diferențiale:

a — conexiune de reacție exterioară

$$r_1 = r_g;\ R_1 = r_L;\ r_3 = \frac{\beta}{S};\ r_2 = R_2;\ R_2 = \frac{T}{S}\sqrt{\frac{R_1 r_1}{R_2 r_3}};$$

$$T = SR_3\sqrt{\frac{r_2 - r_4}{R_1 + R_2}} \cdot \sqrt{\frac{r_3}{R_3}}$$

$$a_u = \frac{\sqrt{\frac{r_3}{r_1 - r_4}}\,\frac{r_1 - r_4}{r_1}\,SR_3\sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_3}}\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}}{1 + SR_3\sqrt{\frac{r_2 - r_4}{R_1 + R_2}}\sqrt{\frac{r_3}{R_3}}};\quad r_L < Z_0 < r_L\,\frac{2 + T}{T};$$

b — conexiune de reacție interioară

$$r_3 = r_g;\ R_3 = r_L;\ r_1 = \frac{\beta}{S};\ R_4 = r_4;\ T = SR_4$$

$$a_u = \frac{S(R_1 - R_4)\sqrt{\frac{R_3}{R_1 - R_4}}\sqrt{\frac{r_1 + r_2}{r_3}}\,\frac{r_1}{r_1 + r_2}}{1 + SR_4};\quad r_L < Z_0 < \frac{2 + SR_4}{SR_4}.$$

Relațiile pentru *a* și *b* presupun satisfacerea condițiilor (17).

Puterea disipată este 50 mW. Cu un randament de colector de 0,35 și un randament al transformatorului de ieșire de 0,95 se obține o putere de ieșire de 24 mW (+ 1,6N). Impedanța de ieșire este cuprinsă între 600 Ω și $600\,\frac{2 + 6}{6} = 800\ \Omega$.

Toate variațiile parametrilor sînt reduse de $1 + T = 7$ ori. În figura 6 este indicată schema a două amplificatoare

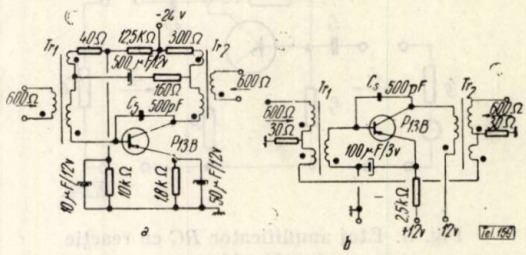


Fig. 6. Scheme experimentale pentru amplificatorii din figura 5.

experimentale de acest tip, cu performanțe analoge cu cele din exemplul numeric.

Amplificatorul din figura 6, a are intrarea și ieșirea simetrică, însă necesită un condensator electrolitic în conexiunea de reacție. Amplificatorul din figura 6, b necesită un singur condensator electrolitic 100μF 3/4V dacă se folosesc două

Ing. ADELAIDA MATEESCU

Considerații asupra metodelor moderne de proiectare a filtrelor electrice

CZ 621.372.54.001.1

Articolul de față cuprinde o prezentare succintă a principiilor ce stau la baza teoriei moderne a filtrelor electrice. Aceasta se face în scopul comparării metodelor de proiectare bazate pe această teorie. Concluziile ce se desprind conturează domeniile de aplicare, avantajele și dezavantajele fiecăreia dintre metodele considerate.

În ultimul deceniu, lucrările tehnico-științifice care tratează problemele teoriei filtrelor sînt foarte numeroase, astfel încît o analiză, fie ea chiar și succintă, a tuturor rezultatelor obținute este practic imposibilă în cadrul unui articol. În articolul de față ne vom limita la teoria filtrelor în sens restrîns, fără a considera problemele de regim tranzitoriu, aproximarea caracteristicilor de fază și sinteza în domeniul timpului. Nu se vor considera nici influența pierderilor, nici cazul unor filtre speciale (polinomiale, de impedanță constantă etc.).

Din teoria filtrelor se desprind două linii în proiectare:

— proiectarea prin parametri imagini a filtrelor, care își are originea în metodele clasice de proiectare a filtrelor și conduce în general la filtre adaptate pe imagini (formate din lanțuri de celule prototip și derivate);

— proiectarea prin parametri de lucru, metodă modernă, dezvoltată pe baza sintezei cuadripolilor reactivi.

Problema limitelor de aplicabilitate a acestor metode va fi elucidată la sfîrșitul acestui articol, după prezentarea principiilor teoretice de bază.

1. CERINȚE TEHNICE ȘI PROBLEME TEORETICE LEGATE DE ACESTEA

În practică se cere ca filtrul să permită trecerea, cu o atenuare de lucru minimă, a cărei valoare maximă Δa_c este în general dată, a unui domeniu de frecvențe și să oprească, introducînd o atenuare al cărei minim $a_{c\,min}$ este de asemenea

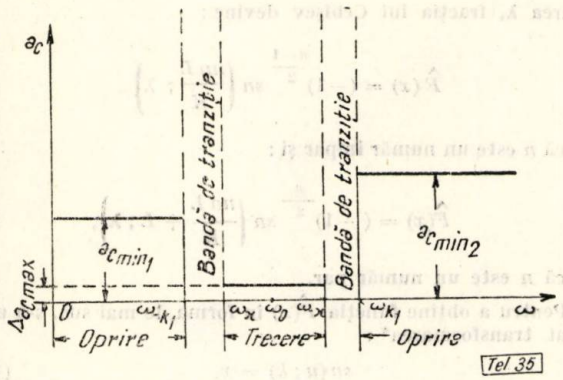


Fig. 1. Cerințele impuse caracteristicii de atenuare a unui FTB.

dat, un alt domeniu de frecvențe. De exemplu, unui filtru trece-bandă i se poate cere să aibă caracteristica de atenuare din figura 1.

Din considerații economice se cere ca filtrul cu performanțele tehnice specificate să fie realizat cu un număr minim de elemente.

Pentru a realiza filtrul cu comportarea cerută, trebuie parcurse următoarele etape:

1. Aproximarea optimă a caracteristicii de atenuare (sau de transfer) dată, cu o funcție de frecvență, căreia să-i poată corespunde un circuit electric real (să fie fizic realizabilă).
2. Sinteza funcției care aproximează caracteristica dată, sub forma de circuite electrice realizabile fizic.
3. Alegerea celui mai convenabil circuit, pentru cazul considerat, din mulțimea circuitelor echivalente.

Teoria filtrelor se ocupă în general de rezolvarea problemelor 1 și 2 și indică apoi, în tabele și grafice, o multitudine de scheme echivalente, din care proiectantul își alege cele necesare.

2. TRANSFORMĂRI DE FRECVENȚĂ

Metoda transformărilor de frecvență este frecvent folosită în sinteza filtrelor electrice. Nu vom aminti aici decît că structura unui filtru trece-sus (FTS) poate fi obținută din cea a unui filtru trece-jos (FTJ), dacă acestuia din urmă i se aplică schimbarea de variabilă:

$$\omega = \frac{\omega_0^2}{\omega'}. \qquad (1)$$

Aceasta menține frecvența de tăiere a FTS la valoarea $\omega' = \omega_0$ corespunzătoare FTJ (fig. 2, *a* și *b*). Originei axei ω îi corespunde punctul de la infinit al axei ω' și reciproc. Banda de trecere a FTJ devine deci bandă de oprire pentru FTS și reciproc.

Filtrul trece-bandă (FTB), cu caracteristici simetrice, poate fi obținut din FTJ, utilizînd schimbarea de variabilă:

$$\omega = \frac{\omega_0}{\omega_1 - \omega_{-1}} \frac{\omega_0^2 - \omega'^2}{\omega'} \quad \text{cu } \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_{-1}}, \qquad (2)$$

care face ca originei $\omega = 0$ să-i corespundă pe axa ω' punctul $\omega' = \omega_0$; punctului $\omega = \infty$, punctele $\omega' = 0$ și $\omega' = \infty$; frecvenței de tăiere a FTJ $\omega = \omega_c$, frecvențele de tăiere a FTB $\omega' = \omega_{-1}$ și $\omega' = \omega_1$ (fig. 2, *c*). În acest mod axa frecvențelor reale a FTJ (ω) se reproduce de două ori pe axa frecvențelor reale a FTB (ω').

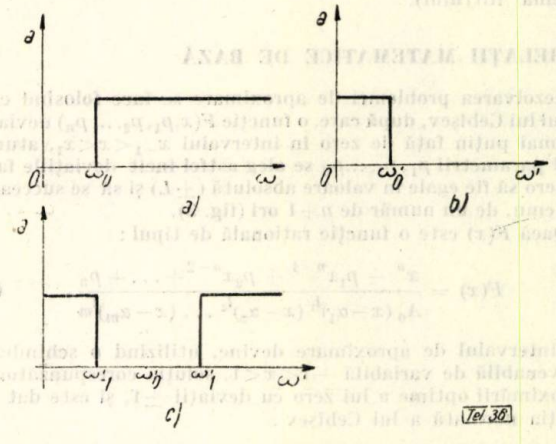


Fig. 2. Caracteristica de atenuare ideală a diferitelor tipuri de filtre:
a – FTJ; *b* – FTS; *c* – FTB.

Alegînd alte schimbări de variabilă se poate face ca axa frecvențelor reale a FTJ să fie reprodusă parțial pe axa ω' a FTB, în stînga frecvenței ω_0 și total în dreapta acesteia sau

Aceste expresii arată că în sinteza filtrelor cu atenuare compusă dată se pot utiliza metode din sinteza filtrelor adaptate. Se denumește filtru de referință (FR) filtrul adaptat, de exponent de transfer pe imagini g, cu ajutorul căruia se reprezintă a_c în expresiile de mai sus. Banda de trecere a FR, poziția polilor și numărul lor coincid cu cele ale filtrului pe care îl determină; deci filtrelor simetrice le corespund FR antimetrice, iar filtrelor antimetrice FR simetrice.

În banda de oprire expresiile (32) și (33) devin:

$$a_c = \frac{1}{2} \ln \left[1 + (e^{2\Delta a_c} - 1) \operatorname{ch}^2 a\right] \qquad (34)$$

și cum $a_c > 1{,}5$ N, putem aproxima:

$$a_c \approx a + \ln \frac{\sqrt{e^{2\Delta a_c} - 1}}{2}, \qquad (35)$$

rezultă că în limitele aproximației de mai sus a_c diferă de a printr-o constantă care este practic negativă (pentru $\Delta a_c \leqslant \leqslant 0{,}8$ N), deci putem utiliza și în acest caz metodele de proiectare din cazul filtrelor adaptate, pentru a stabili poziția și numărul polilor de atenuare ai filtrului.

Trebuie să subliniem că parametrii-imagini ai filtrelor sintetizate după expresiile (32) și (33) vor avea o dependență de frecvență mult mai complicată decît parametrii-imagini ai FR sau ai altor filtre adaptate. Deoarece în banda de trecere condiția $a_c \leqslant \Delta a_c$ nu implică $a \equiv 0$, nici impedanțele-imagini nu vor fi pur reale în acest domeniu. În consecință, în cadrul sintezei filtrelor prin parametri de lucru, clasificarea filtrelor după impedanță își pierde sensul.

Dacă $a_{c\,min}$ este atenuarea minimă admisă în zona de oprire, atunci din (34) reiese:

$$a_{c\,min} \leqslant \frac{1}{2} \ln \left[1 + (e^{2\Delta a_c} - 1) \operatorname{ch}^2 a\right], \qquad (36)$$

sau, utilizînd relația aproximativă (35):

$$a \geqslant a_{c\,min} + \ln \frac{2}{\sqrt{e^{2\Delta a_c} - 1}}, \qquad (37)$$

deci vom căuta numărul și poziția polilor unui filtru adaptat care reprezintă de fapt FR, avînd a dat din (37). Acești poli determină parametrii ecuației (32) sau (33) după care va trebui sintetizat filtrul căutat.

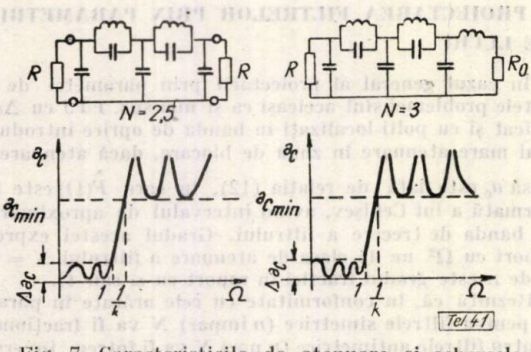


Fig. 7. Caracteristicile de atenuare și schemele unor FTJ proiectate după parametrii de lucru.

Dacă se cere ca în banda de oprire filtrul să aproximeze în sens Cebîșev valoarea $a_{c\,min}$, atunci filtrul de referință va trebui să aibă o variație de tip Cebîșev pentru atenuarea din banda de oprire (polii alternînd cu minime egale între ele). Deci poziția polilor filtrului proiectat se va determina localizînd polii FR din (21) și (22).

În ceea ce privește comportarea lui a_c în banda de trecere, putem spune că, după relația (13), domeniul de trecere a filtrului proiectat coincide cu domeniul de aproximare a fracției Cebîșev, deci în banda de trecere vom avea minime (egale cu zero) și maxime (egale cu Δa_c alternate). Ca și la fracțiile Cebîșev vom avea $N + 1$ maxime pentru filtrele antimetrice și $N + 0{,}5$ maxime la filtrele simetrice (vezi [1], [2]). Rezultă că și atenuarea de ecou a filtrului va fi minimă de un număr de ori determinat de clasa de atenuare a filtrelor.

Soluționarea sintezei filtrelor în cazul general este foarte dificilă, necesitînd un mare volum de calcule; de aceea, în momentul de față nu există tabelări ale schemelor filtrelor proiectate prin parametri de lucru decît în cazuri particulare*.

Pentru exemplificare în fig. 7 sînt arătate caracteristicile de atenuare a două filtre proiectate prin parametri de lucru.

8. CONCLUZII

Comparînd cele două metode de proiectare a filtrelor, pentru condiții de lucru date, se pot face cîteva observații, din care se vor desprinde domeniile de aplicare a fiecăreia.

Principala diferență între metodele de proiectare prezentate constă în aceea că în proiectarea prin atenuarea de lucru se poate alege variația optimă a atenuării de ecou în banda de trecere, în timp ce în proiectarea prin parametri-imagine aceasta se face alegîndu-se celula cu impedanța-imagine optimă, fără ca în acest mod să se obțină o comportare tip Cebîșev pentru a_c în banda de trecere. Comparînd forma curbelor obținute pentru variația $a_c(\Omega)$ prin cele două metode (fig. 6 și 7), acest lucru este evident. În ambele cazuri $a_c \leqslant \Delta a_{c\,min}$ în banda de trecere și aproximarea se face ondulatoriu, însă numai în figura 7 avem o aproximare optimă a zeroului. De asemenea în figura 7 banda de trecere ($0 < \Omega < 1$) este mai mare decît în figura 6 ($0 < \Omega < \varkappa < 1$).

În banda de oprire ambele metode conduc la caracteristici optime în sens Cebîșev, deci formal sînt echivalente. Dacă însă se ține seama că în proiectarea prin parametri-imagini celula de adaptare are polul determinat din alegerea clasei de impedanță și că pentru a asigura atenuarea minimă garantată se impune un surplus de atenuare de 0,7 N, care nu este întotdeauna necesar, rezultă că și în acest domeniu caracteristicile obținute la proiectare prin metoda atenuării compuse sînt mai avantajoase, conducînd la scheme mai economice.

Rezultă că, din punct de vedere al performanțelor obținute, proiectarea prin atenuarea compusă a filtrelor este mai indicată. Aceasta prezintă dezavantajul unui mare volum de calcule, relativ complicate, care fac metoda inaccesibilă pentru scopuri imediate.

Ca procedeu de calcul metoda parametrilor-imagini este mult mai simplă și mai rapidă, cu atît mai mult cu cît se pretează la calcule grafo-analitice. În ultimul timp, tendința simplificării acestei metode și a îmbunătățirii ei este foarte accentuată**.

În concluzie, pentru calcule tehnice în care nu se cer performanțe excepționale, este indicată metoda parametrilor-imagini. Atunci cînd se pune însă problema unei producții de masă și pierderea de timp pentru elaborarea soluției optime este recuperată prin economia de elemente, trebuie folosită metoda proiectării filtrelor prin parametri de lucru.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cauer W.: *Synthesis of Linear Communication Networks*, Mc. Graw-Hill, Book Comp, Inc, London 1958.

[2] Beletkii A. F.: *Teoreticeskie osnovi electroprovodnoi sviazi*, Sviazizdat, Moskva 1959.

[3] Cogan S. S.: *Teoria i rasciot electriceskih filtrov*, Sviazizdat, Moskva 1952.

[4] Fetzer V.: *Vergleich von Fillern nach der Wallenparametertheorie mit den Filtern der Betriebsparametertheorie*, Archiv. Elek. Ubertragung, 10 (1956) pp. 225—240.

* Vezi bibliogr. [1], [2] și Pawsey „Symetrical Two-Section Filters" I.R.E. Trans. CT—7, 1960, nr. 1.

** Aceasta se reflectă în literatura de specialitate prin numeroase articole, din care citățm:

J. E. Collin: „Generation des filtres a deux et troix bras", Cables & Transm., vol. 9 (1955) pp. 81—111.

J. E. Collin: „De quelques transformations des cuadripôles, Cables & Transm." vol. 10, (1956) pp. 315—334.

V. Pelerson: „Matching of Image Parameter Filters and Associated Problems". Eriksson Technics, vol. 15, (1959) pp. 133—218.

suplimentare a modulului coeficientului de reflexie în situația în care se conectează în paralel cu sarcina o rezistență de valoare cunoscută [6].

Dacă instalația permite variația lungimii L a trunchiului de linie dintre reflectometru și sarcină, folosindu-se un dispozitiv comparator de faze în calitate de indicator de nul, se poate regla L așa încît tensiunile pe impedanțele $\mathbf{Z}_A$ și $\mathbf{Z}_B$ să fie sinfazice. În acest fel se cunoaște că la intrarea în reflectometru unghiul de fază al coeficientului de reflexie este egal cu βl și, rotind pe diagrama circulară vectorul respectiv cu un unghi de $2\ \beta L$, se găsește punctul reprezentativ al impedanței terminale a liniei măsurate.

PERTURBAȚIILE INTRODUSE DE REFLECTOMETRU PE LINIA DE TRANSMISIUNE

Cuplarea reflectometrului de curent sau de tensiune la linia primară produce perturbații în distribuțiile de curent și de tensiune de pe această linie.

Calculele pun în lumină o proprietate interesantă : particularizarea expresiilor anterior obținute pentru unda directă și cea reflectată de curent și tensiune conduce la expresii analoge atît pentru cazul cuplării reflectometrului de curent cît și pentru cel al cuplării reflectometrului de tensiune (cu aproximația neglijării, perfect justificate, a unor termeni de ordinul ν^4).

Expresiile obținute prin înlocuirea constantelor $\mathbf{z}_a$ și $\mathbf{z}_b$ cu 1 sau $\frac{1}{1-\nu^2}$ sînt :

— pentru unda directă de tensiune :

$$\mathbf{U}_d = \frac{\mathbf{U}_s[\mathrm{j}\sin\beta l+(1-\nu^2)\cos^2\beta l]+Z_{01}\mathbf{I}_s(1-\nu^2)(\mathrm{j}\sin\beta l+\cos\beta l)}{(2-\nu^2)\,\mathrm{j}\sin\beta l+2(1-\nu^2)\cos\beta l}; \tag{14a}$$

— pentru unda reflectată de tensiune :

$$\mathbf{U}_r = \frac{\mathbf{U}_s(1-\nu^2)(\mathrm{j}\sin\beta l+\cos\beta l)-\mathbf{Z}_{01}\mathbf{I}_s(1-\nu^2)(\mathrm{j}\sin\beta l+\cos\beta l)}{(2-\nu^2)\,\mathrm{j}\sin\beta l+2(1-\nu^2)\cos\beta l}; \tag{14b}$$

— pentru unda directă de curent :

$$\mathbf{I}_d = \frac{\mathbf{I}_s[\mathrm{j}\sin\beta l+(1-\nu^2)\cos\beta l]+\dfrac{\mathbf{U}_s}{Z_{01}}(\mathrm{j}\sin\beta l+\cos\beta l)}{(2-\nu^2)\,\mathrm{j}\sin\beta l+2(1-\nu^2)\cos\beta l}; \tag{14c}$$

— pentru unda reflectată de curent :

$$\mathbf{I}_r = \frac{\mathbf{I}_s(1-\nu^2)(\mathrm{j}\sin\beta l+\cos\beta l)-\dfrac{\mathbf{U}_s}{Z_{01}}(\mathrm{j}\sin\beta l+\cos\beta l)}{(2-\nu^2)\,\mathrm{j}\sin\beta l+2(1-\nu^2)\cos\beta l}. \tag{14d}$$

Pentru separarea condițiilor preexistente de efectele introducerii reflectometrului, se scad undele directe și reflectate existente pe linia primară separată din cele obținute și se capătă componentele suplimentare. Se remarcă că unda suplimentară directă este egală și de semn contrar cu cea suplimentară reflectată, atît pentru tensiune cît și pentru curent. Rezultatul cuplării reflectometrului se traduce deci prin apariția unor componente suplimentare staționare de tensiune și de curent care în modul au expresiile

$$\left.\begin{aligned} |U_{1s}| &\simeq \nu^2\,|\mathbf{U}_s - Z_{01}\mathbf{I}_s|\ \sin\beta l\sin\beta x \\ |I_{1s}| &\simeq \nu^2\left|\mathrm{j}\left(\mathbf{I}_s+\frac{\mathbf{U}_s}{Z_{01}}\right)\sin\beta l+\frac{2\mathbf{U}_s}{Z_{01}}\cos\beta l\right|\sin\beta x \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

Ambele componente se anulează în punctul $x = 0$, iar amplitudinea lor maximă variază cu impedanța de sarcină. În condițiile adaptării pe linia primară, unda staționară suplimentară de tensiune se anulează, iar cea de curent are amplitudinea egală cu

$$|\mathbf{I}_{1s}| = 2\,\nu^2\sin\beta x\,|\mathbf{I}_s|. \tag{16}$$

În figură 4 se prezintă variația cu impedanța de sarcină a amplitudinii raportate a undelor suplimentare staționare de tensiune și curent pentru sarcini pur rezistive ale primei linii. La unda de curent, întrucît și alura curbei depinde de lungimea reflectometrului, sînt trasate separat curbele pentru cazul reflectometrului scurt și cel al reflectometrului în $\frac{\lambda}{4}$, în timp ce pentru unda de tensiune curba este trasată doar în cazul reflectometrului în $\frac{\lambda}{4}$.

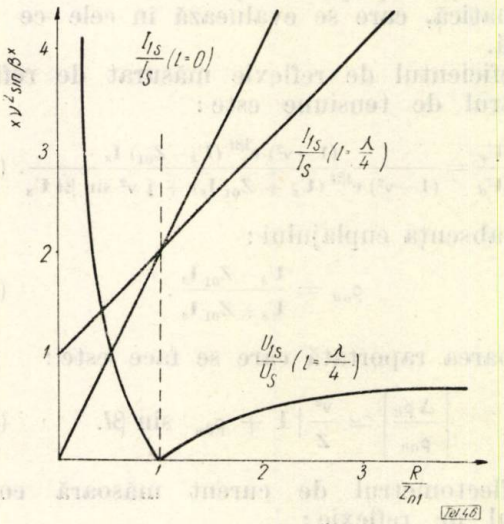


Fig. 4. Amplitudinea maximă a undelor suplimentare staționare de tensiune și curent pe linia principală, pentru sarcini rezistive :

a — componenta staționară de tensiune ; *b* — componenta staționară de curent (pentru reflectometrul scurt) ; *c* — componenta staționară de curent (pentru reflectometrul în $\frac{\lambda}{4}$).

oricît de mică prin micşorarea lungimii. Precizia impusă nu limitează lungimea dacă eroarea relativă care se admite depăşeşte ν^2.

ALTE VARIANTE DE REALIZARE A REFLECTOMETRULUI

Ecuaţiile (11) pun în lumină proprietatea interesantă că, impunînd proporţionalitatea tensiunii de la bornele impedanţei Z_B cu unda reflectată, condiţia priveşte doar valoarea impedanţei Z_A, în timp ce impunînd proporţionalitatea tensiunii de la bornele impedanţei Z_A cu unda directă, condiţia priveşte doar valoarea impedanţei Z_B. Se poate măsura deci, unda directă sau reflectată cu un instrument care să aibă orice impedanţă internă, făcînd doar adaptarea la celălalt capăt. Aceasta constituie o simplificare importantă a instalaţiei, întrucît măsurarea tensiunii într-un punct simultan, cu adaptarea perfectă în punctul respectiv, reprezintă o sarcină tehnică dificil de realizat în practică.

Întrucît un reflectometru realizat după ideea expusă mai sus măsoară doar una dintre unde, măsurarea coeficientului de reflexie ar necesita două sisteme identice. Aceste sisteme pot fi aşezate în prelungire sau în aceeaşi secţiune (fig. 6), ultima situaţie (care este valabilă doar în ipoteza neglijării interinfluenţei celor două linii „secundare") prezentînd avantajul că unda directă şi cea reflectată sînt măsurate în acelaşi loc.

Acelaşi obiectiv este atins şi prin folosirea unei instalaţii mai complexe [3] care foloseşte o a doua linie de transmisiune, similară cu cea măsurată şi cuplată în paralel cu ea (în condiţii care evită influenţa reciprocă), ambele fiind prevăzute cu reflectometre aşezate în poziţii identice şi care măsoară unda reflectată. Linia auxiliară este pusă în scurtcircuit, aşa încît unda reflectată de tensiune este egală cu cea directă, deci şi cu cea directă de pe linia de transmisiune măsurată. Indicaţiile instrumentelor vor reprezenta deci unda directă şi cea reflectată pe linia de transmisiune măsurată.

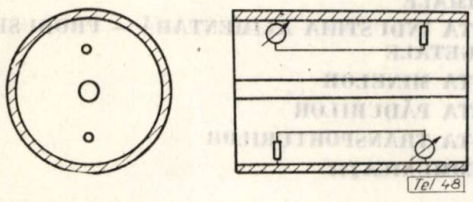


Fig. 6. Reflectometrul cu linii adaptate doar la capătul opus instrumentului indicator.

În general însă, simplitatea instalaţiei de reflectometru „clasic" recomandă utilizarea acestuia ori de cîte ori condiţiile existente o fac posibilă.

CONCLUZII

Funcţionarea reflectometrului ca instrument de măsură comportă o eroare sistematică. Cuplarea reflectometrului la linia principală de transport al energiei perturbă distribuţia de tensiune şi curent, în aşa fel încît undele directe şi reflectate de tensiune şi curent nu mai sînt proporţionale. Prin urmare, dacă se urmăreşte măsurarea cu precizie a undei directe şi reflectate trebuie să se stabilească dacă această cerinţă se referă la undele de curent sau de tensiune. În mod corespunzător se obţine reflectometrul de curent sau reflectometrul de tensiune.

Reflectometrul de curent este format dintr-o linie terminată la ambele capete pe impedanţa ei caracteristică în cazul în care ar fi necuplată. La bornele acestor impedanţe se măsoară tensiuni proporţionale cu unda directă şi reflectată de curent. Anularea undei reflectate de curent — şi în mod corespunzător a tensiunii la bornele impedanţei respective — se face atunci cînd prima linie este terminată pe impedanţa ei caracteristică corectată cu factorul de cuplaj.

Reflectometrul de tensiune se deosebeşte de primul prin faptul că impedanţele terminale ale liniei secundare sînt egale cu impedanţa ei caracteristică, corectată de această dată cu factorul de cuplaj. Tensiunile măsurate sînt proporţionale cu unda directă şi reflectată de tensiune de pe prima linie. Anularea undei reflectate de tensiune şi a indicaţiei instrumentului respectiv are loc pentru o impedanţă de sarcină a primei linii egală cu impedanţa ei caracteristică în situaţia în care reflectometrul nu era cuplat.

Perturbaţiile pe care cuplarea reflectometrului — fie el de tensiune sau de curent — le cauzează pe prima linie se traduc prin apariţia unor noi componente staţionare de tensiune şi curent care deformează distribuţiile spaţiale existente. În acelaşi timp impedanţa de intrare a liniei primare apare corectată cu un factor care exprimă consumul de putere al reflectometrului şi modificarea componentelor reactive.

Ideal ar fi ca reflectometrul să măsoare mărimile care ar exista pe prima linie în absenţa cuplajului. Această situaţie se obţine doar în funcţionarea reflectometrului de tensiune ca indicator de adaptare. Erorile introduse în celelalte cazuri sînt însă relativ mici.

Calculele dezvoltate mai sus au arătat că toate perturbaţiile introduse de reflectometru şi eroarea care apare în măsurarea modulului coeficientului de reflexie faţă de această mărime în lipsa cuplajului sînt proporţionale cu factorul ν^2, care exprimă cuplajul.

Pentru îndeplinirea scopurilor la care trebuie să răspundă reflectometrul este necesar ca acesta să nu fie nici de tensiune, nici de curent,

REFERATE

NAIDEROV, V. Z. şi SIMINOV I. L.: **Despre stabilitatea structurală a unui cuadripol liniar**, Elektrosviazi (U.R.S.S.), (1961) nr. 4, pag. 43—48, 4 fig., 1 tab., 2 diagr., 4 ref. bibl.

Un cuadripol activ liniar, în care tensiunea la ieşire este defazată la 180° faţă de cea de intrare, este absolut stabil pentru orice sarcină pasivă la intrare şi ieşire dacă este stabil în scurtcircuit la bornele de intrare şi de ieşire, precum şi dacă produsul admitanţelor caracteristice este un număr real.

M.M.

BELETKI, A. F.: **Sinteza filtrelor cu caracteristică de fază liniară**, Elektrosveazi (U.R.S.S.), (1961), nr. 4, pag. 35—42, 1 fig. 5 diagr., 5 ref. bibl.

Problema realizării filtrelor cu caracteristică de fază şi atenuare dată nu poate fi rezolvată analitic, totuşi se poate alege gradul polinomului lui Hurwitz (numărătorul fracţiei care exprimă coeficientul de transfer) suficient de mare pentru a satisface — între anumite limite date — o anumită caracteristică de fază în zona de trecere. De asemenea, funcţia care exprimă atenuarea filtrului avînd un grad destul de mare, coeficienţii acesteia pot fi aleşi astfel încît filtrul să satisfacă condiţiile de atenuare impuse.

M.M.

GASNOV, A. M.: **Filtru trece-jos acordabil pentru frecvenţe ultraînalte**, Radiotehnika (U.R.S.S.), **16** (1961) nr. 2, pag. 79—80, 3 fig., 1 diagr., 3 ref. bibl.

Filtrul este alcătuit dintr-o linie de transmisiune de tipul „conductor între două plăci echipotenţiale", cu impedanţă variabilă. Spre deosebire de filtrele obişnuite din banda frecvenţelor ultraînalte, diametrul conductorului central este constant de-a lungul întregii linii. Porţiunile de linie de impedanţe diferite se obţin prin schimbarea distanţei dintre conductorul central şi plăcile laterale, care au forma unor trepte. Într-o astfel de linie „deschisă", energia cîmpului este concentrată în jurul conductorului central.

Lăţimea treptelor plăcilor laterale este variabilă în direcţie transversală. Mutînd conductorul central în diferite poziţii pe direcţie transversală, se obţine deplasarea frecvenţei de tăiere a filtrului.

Se dau fotografia unei machete experimentale de filtru, precum şi curbele de atenuare obţinute pentru trei poziţii caracteristice ale conductorului central.

Gh.A.

DAVIES, J. B.: **Studiul teoretic al izolatoarelor rezonante nereciproce**, Philips Research Raports (Olanda), **15** (1960) nr. 5, pag. 401—402, 3 fig., 1 tab., 2 diagr., 17 ref. bibl.

Se calculează performanţele izolatoarelor rezonante nereciproce pentru ferite de diferite forme, introduse într-un ghid de undă dreptunghiular. S-e determină atenuările de propagare în sens direct şi în sens invers, precum şi lărgimea benzii în cazul cînd stratul subţire de ferită se întinde pe toată înălţimea ghidului de undă. Teoria ţine seamă de termenii de gradul doi ai grosimii feritei. Se dă un exemplu care pune în evidenţă gama de valabilitate a aproximaţiei admise pentru stratul subţire.

Cînd se examinează o ferită cu secţiunea transversală eliptică, forma optimă a feritei nu este un strat de o grosime neglijabilă, ci o secţiune transversală de dimensiuni adecvate. Acest optimum depinde de pierderile dielectrice ale feritei. Se analizează apoi o placă de ferită, căreia i s-a adăugat o placă dielectrică pe întreaga ei înălţime; se constată că dielectricul suplimentar măreşte atenuarea atît a undei directe cît şi a undei inverse.

Ş.C.

SCHOLTEN, J. W.: **Efectul toleranţelor elementelor asupra filtrelor cu parametrii pe imagine**, Philips Telecommunication Journal (Olanda), **22** (1961) nr. 2, pag. 63—77, 6 fig., 1 tab., 2 diagr., 1 ref. bibl.

Se calculează influenţa pe care o au abaterile valorilor elementelor asupra atenuării, defazării şi impedanţei de intrare a filtrelor în lanţ cu parametrii pe imagini. Se deduc cîteva formule simple de aproximaţie. Se pare că atenuarea în bandă de trecere a unui filtru nu este practic influenţată de abaterile reactive ale elementelor decît în banda de frecvenţe pentru care adaptarea filtrului la impedanţele sale terminale nu este bună. Dacă adaptarea este bună, defazajul şi impedanţa de intrare în banda de trecere sînt mult mai sensibile la abaterile elementelor decît atenuarea.

Ca exemplu, se calculează un filtru simplu trece-jos şi unul de bandă, arătîndu-se totodată şi consecinţele reglajului circuitelor. Se apreciază că, la un filtru cu circuitul de intrare sau de ieşire deschis, atenuarea în banda de trecere este mai sensibilă la abaterile elementelor decît în cazul cînd intrarea şi ieşirea filtrului sînt ambele închise. Se dau formule pentru calculul toleranţelor diferitelor celule de filtru.

Ş.C.

WIER, J. M.: **Tehnica comunicaţiilor numerice**, Proceedings of the I.R.E. (S.U.A.) **49** (1961) nr. 1, pag. 196—209, 1 fig., 50 ref. bibl.

Se examinează problemele principale şi se descriu instalaţiile folosite în prezent în comunicaţiile numerice (comunicaţii care folosesc transmiterea informaţiilor sub formă de semnale discrete, cum este de exemplu telegraful). Se arată direcţiile de dezvoltare a comunicaţiilor numerice prin aplicarea tot mai largă a calculatoarelor numerice şi se indică domeniile de folosire a acestor calculatoare.

Se compară între ele sistemele de modulaţie folosite în prezent (de amplitudine cu două sau o singură bandă laterală, de frecvenţă, de fază, în cuadratură etc.) şi se examinează problemele referitoare la zgomot, codificare, controlul erorilor, sincronizare, comutare, canalele folosite şi la sursele de informaţie.

M.A.

FAICO, A. J.: **Sisteme de recepţie în diversitate ale semnalelor telegrafice cu deplasare de frecvenţă**, Vestnik Sveazi (U.R.S.S.), **21** (1961) nr. 3, pag. 8—9, 4 fig.

Se examinează eficacitatea diferitelor sisteme de recepţie în diversitate, folosite în prezent la centralele de radiocomunicaţii. Aceste sisteme se împart în două categorii principale, şi anume: sisteme cu selecţie automată a celui mai bun semnal recepţionat şi comutare automată pe antena sau pe receptorul care dă raportul semnal/zgomot cel mai mare, precum şi sisteme care însumează semnalele recepţionate în diversitate.

Însumarea semnalelor se poate face în curent continuu sau pe o frecvenţă intermediară. În acest caz, semnalele pot fi însumate fie proporţional cu tensiunea semnalului, fie invers proporţional cu puterea zgomotului.

Cele mai economice sisteme sînt cele cu selecţie automată a antenei, dar rezultate optime se obţin cu sistemele care însumează semnalele proporţionale cu tensiunea lor, deoarece în acest caz semnalele se însumează aritmetic, după ce mai întîi au fost aduse în fază cu ajutorul unui dispozitiv de reglaj automat al fazei, în timp ce zgomotul se însumează geometric.

Ro.A.

KLIKA, O şi LEBL, M: **Influenţa electronicii asupra economicităţii centralelor telefonice cu selectoare**, Slaboproudy Obzor (R.S. Cehoslovacă), **22** (1961) nr. 3, pag. 173—176, 2 fig., 2 tab., 4 diagr., 7 ref. bibl.

Din compararea a două sisteme de comutaţie bazate pe aceleaşi principii constructive — Rotary 7 D şi Rotary 7 E — pe baza analizei echipamentelor şi a spaţiului pentru montarea aparatajului, rezultă că electronizarea sistemelor cu selectoare automate pur electromecanice este favorabilă din punct de vedere economic.

Deşi sistemul 7 E foloseşte cu 9% mai multe selectoare, numărul releelor este de două ori mai mic, iar spaţiul necesar este cu 11% mai mic. Aceste modificări au fost posibile datorită înzestrării circuitelor de comandă cu lămpi cu descărcare în gaze şi cu catod rece, ca organe de declanşare şi de blocare.

W.K.

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacția: București, str. Ion Ghica nr. 3 — Raionul Tudor Vladimirescu
Telefon: 13 57 28

Anul 6 . nr. 2 martie—aprilie 1962

Comitetul de redacție

Ing. I. ANDREESCU, ing. M. BAIER, ing. AL. BODEAGA, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU — redactor responsabil, prof. ing. S. CONDREA, prof. ing. I. CONSTANTINESCU, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU

CUPRINS

Pag.

AL. SPĂTARU

Semnal analitic, amplitudine, fază și frecvență instantanee 41—44

M. SĂVESCU

Modulatoare de frecvență cu elemente semiconductoare 44—51

M. DRĂGĂNESCU

Analiza funcționării unui oscilator cu transistor cu limitare „jos" 51—60

A. IACOB și V. MARIN

O stație de translație a emisiunilor de televiziune din canalul II în canalul IV O.I.R.T. 60—67

A. WEISSELBERG și N. RĂCOVEANU

O nouă schemă pentru un generator de tensiuni liniar-variabile 67—70

PASCAL POPESCU, GEORGETA RĂDUCANU și RODICA ZEGA

Acoperiri galvanice lucioase și aplicarea lor în radiotehnică 71—78

PROTECȚIA MUNCII

N. IONESCU

Măsuri de protecție contra gazelor explozive și toxice care pot pătrunde în camerele de tragere a cablurilor de telecomunicații 79—83

NOI RADIORECEPTOARE ROMÎNEȘTI

F. D. LĂZĂROIU

1 000 000 de radioreceptoare 84—90

CRONICĂ 90—92

REFERATE 93—96

RECENZII

E 1741

MŰSZAKI KÖNYV 1983

CZ 621.391.8

Al. Spătaru : **Semnal analitic, amplitudine, fază şi frecvenţă instantanee**

Considerînd semnalul ca o funcţie de pătrat sumabil, se arată cum poate fi determinat semnalul analitic cu ajutorul căruia se pot defini o amplitudine, o fază şi o frecvenţă instantanee.

Telecomunicaţii, **6** nr. 2, 1962, p. 41—44

CZ 621.376.3

M. Săvescu : **Modulatoare de frecvenţă cu elemente semiconductoare**

În lucrare se prezintă modul de calcul al modulatoarelor cu elemente semiconductoare folosite în ultima vreme în sistemele cu modulaţie de frecvenţă. Se fac recomandări în legătură cu modul optim de alegere a parametrilor modulatorului.

Telecomunicaţii, **6** nr. 2, 1962, p. 44—51

CZ 621.373.52

M. Drăgănescu : **Analiza funcţionării unui oscilator cu tranzistor cu limitare „jos"**

Se studiază teoretic şi experimental funcţionarea unui tip de oscilator cu transistoare, şi anume tipul la care limitarea amplitudinii oscilaţiilor se face „jos", adică în partea inferioară a caracteristicilor, prin tăierea curentului.

Telecomunicaţii, **6** nr. 2, 1962, p. 51—60

CZ 621.397.7

A. Iacob şi *V. Marin* : **O staţie de translaţie a emisiunilor de televiziune din canalul II în canalul IV O.I.R.T.**

Se descrie o staţie de translaţie de televiziune. Se dau unele detalii de schemă, automatizare şi antene şi se prezintă unele consideraţii generale în legătură cu tipurile posibile de staţii de translaţie.

Telecomunicaţii, **6** nr. 2, 1962, p. 60—67

CZ 621.373.43

A. Weisselberg şi *N. Racoveanu* : **O nouă schemă pentru un generator de tensiuni liniar-variabile**

Se descrie un circuit „bază de timp" la care perioada de repetiţie este foarte mică, de ordinul secundelor, şi care în acelaşi timp este liniară.

Telecomunicaţii, **6** nr. 2, 1962, p. 67—70

CZ 621.357.7 : 621.396

Pascal Popescu, Georgeta Răducanu şi *Rodica Zega:* **Acoperiri galvanice lucioase şi aplicarea lor în radiotehnică**

Se arată posibilităţile pe care le oferă folosirea pe scară largă a utilajelor automate şi semiautomate pentru acoperirile galvanice lucioase. Se dau rezultatele obţinute la încercările de zincare lucioasă şi bazele procesului tehnologic respectiv. Se comentează rezistenţa anticorosivă a straturilor lucioase de zinc comparate cu straturile mate de zinc şi straturile de nichel.

Telecomunicaţii, **6** nr. 2, 1962, p. 71—78

CZ 621.315.235 : 621.39 : 614.8

N. Ionescu: **Măsuri de protecţie contra gazelor explozive şi toxice care pot pătrunde în camerele de tragere a cablurilor de telecomunicaţii**

Telecomunicaţii, **6** nr. 2, 1962, p. 79—83

CZ 621.396.62

F. D. Lăzăroiu: **1 000 000 de radioreceptoare**

Telecomunicaţii **6** nr. 2, 1962 p. 84—90

Semnalul în cvadratură este :

$$Y(t) = -\mathcal{H}[\alpha(t)\cos\omega_0 t + \beta(t)\sin\omega_0 t]. \quad (28)$$

Dacă semnalul $X(t)$ este de bandă îngustă $\Delta\omega$, variațiile lui $\alpha(t)$ sînt mult mai lente decît ale lui $\cos\omega_0 t$, unde $\omega_0 \gg \Delta\omega$, iar relația (28) devine, ținînd seama de (4), aproximativ egală cu :

$$Y(t) \doteq -\alpha(t)\sin\omega_0 t + \beta(t)\cos\omega_0 t. \quad (29)$$

Din relațiile (25), (29) și (6) deducem pentru acest caz particular :

$$\alpha(t) \doteq X(t)\cos\omega_0 t + \mathcal{H}\{X(t)\}\sin\omega_0 t; \quad (30)$$

$$\beta(t) \doteq X(t)\sin\omega_0 t - \mathcal{H}\{X(t)\}\cos\omega_0 t. \quad (31)$$

4. FRECVENȚA INSTANTANEE

Frecvența instantanee este definită ca derivata argumentului semnalului analitic în raport cu timpul :

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\arg Z(t)], \quad (32)$$

respectiv

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\psi(t)]. \quad (33)$$

Frecvența instantanee este o funcție de timp, și denumirea de frecvență nu este dată în sensul obișnuit. Frecvența instantanee fiind o funcție de timp, are un spectru de frecvență. Dacă acest spectru este concentrat într-un anumit domeniu de frecvență, nu înseamnă că valoarea frecvenței instantanee trebuie să se găsească în același domeniu.

Frecvența instantanee definită mai sus, $f_i(t)$, la un moment dat t, depinde nu numai de întreg trecutul semnalului, ci și de viitorul lui ; semnificația fizică a acestei noțiuni este discutabilă. Totuși, în multe cazuri practice, această noțiune s-a dovedit a fi deosebit de utilă (de exemplu în modulația de frecvență).

5. LOCALIZAREA SEMNALULUI ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI ȘI ÎN DOMENIUL TIMPULUI

Pentru localizarea semnalului în domeniul frecvenței se poate determina o frecvență medie în jurul căreia este concentrată energia semnalului.

Frecvența medie poate fi determinată luînd o medie ponderată, funcția de pondere fiind densitatea spectrală de putere : $F(\omega)F^*(\omega)$;

$$\bar{f} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f F(f) F^*(f)\,\mathrm{d}f}{\int_{-\infty}^{+\infty} F(f) F^*(f)\,\mathrm{d}f}. \quad (34)$$

Funcțiile $F(f)$ și $Z(t)$, fiind de pătrat sumabil, se pot norma :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} Z(t) Z^*(t)\,\mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{+\infty} F(f) F^*(f)\,\mathrm{d}f = 1. \quad (35)$$

Înlocuind în (34), avem :

$$\bar{f} = \int_{-\infty}^{+\infty} f F(f) \int_{-\infty}^{+\infty} Z^*(t)\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t\,\mathrm{d}f,$$

$$\bar{f} = \int_{-\infty}^{+\infty} Z^*(t) \int_{-\infty}^{+\infty} f F(f)\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}f\,\mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{+\infty} Z^*(t)\frac{\mathrm{d}Z(t)}{\mathrm{d}t}\,\mathrm{d}t; \quad (36)$$

ținînd seama de (35), avem (anexa II) :

$$\bar{f} = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(t) Z^*(t)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\arg Z(t)]\,\mathrm{d}t. \quad (37)$$

Se vede deci că frecvența medie apare ca o medie preponderentă a frecvenței instantanee :

$$f_i = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\arg Z(t)].$$

În mod analog procedăm pentru a determina timpul mediu $\bar{t}$ de apariție a semnalului, luînd valoarea medie :

$$\bar{t} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t Z(t) Z^*(t)\,\mathrm{d}t}{\int_{-\infty}^{+\infty} Z(t) Z^*(t)\,\mathrm{d}t} = \int_{-\infty}^{+\infty} t Z(t) \int_{-\infty}^{+\infty} F^*(f)\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}f\mathrm{d}t,$$

$$\bar{t} = \int_{-\infty}^{+\infty} F^*(f) \int_{-\infty}^{+\infty} t Z(t)\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t\,\mathrm{d}f = \int_{-\infty}^{+\infty} F^*(f)\frac{\mathrm{d}F(f)}{\mathrm{d}f}\,\mathrm{d}f,$$

$$\bar{t} = \int_{-\infty}^{+\infty} F(f) F^*(f)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}f}[\arg F(f)]. \quad (38)$$

Timpul mediu de localizare poate fi considerat ca media cantității $\frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}f}[\arg F(f)]$, care este timpul de propagare de grup la frecvența f.

Anexa I

$$Y(t) = -\frac{1}{\pi}\mathcal{P}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{\cos\omega_0\eta}{t-\eta}\,\mathrm{d}\eta = -$$

$$-\frac{1}{\pi}\lim_{\varepsilon\to 0}\left[\int_{\varepsilon}^{\infty}\frac{\cos\omega_0(t-y)}{y}\,\mathrm{d}y + \int_{-\infty}^{-\varepsilon}\frac{\cos\omega_0(t-y)}{y}\,\mathrm{d}y\right]$$

$$Y(t) = -\frac{1}{\pi}\left(\cos\omega_0 t\,\mathcal{P}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{\cos\omega_0 y}{y}\,\mathrm{d}y + \right.$$

$$\left. + \sin\omega_0 t\,\mathcal{P}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{\sin\omega_0 y}{y}\,\mathrm{d}y\right) = -\sin\omega_0 t,$$

fiindcă

$$\mathcal{P}\int_{-\infty}^{+\infty}\cos x\,\frac{\mathrm{d}x}{x} = 0$$

de frecvență dată, la o tensiune minimă de modulație.

Panta α a caracteristicii de modulație se obține prin derivarea caracteristicii în raport cu tensiunea modulatoare. Se găsește (pentru tensiunea $u_m = 0$) :

$$\alpha = \frac{1}{4} \cdot \frac{\omega_0}{U_0 + U_c} \cdot \frac{K^2 C_2}{C_0 + K^2 (C_2 + C_p)}, \quad (6)$$

unde $\omega_0 = [L_0 (C_0 + K^2 C_2 + K^2 C_p)]^{-1/2}$ este frecvența centrală a oscilației modulate.

Se vede că panta caracteristicii de modulație este cu atît mai mare cu cît capacitățile C_0, C_p sînt mai mici și cu cît tensiunea de polarizare este mai mică. Capacitatea C_2 trebuie luată cît mai mare, fapt care explică de ce tranzistoarele cu joncțiuni sînt preferabile tranzistoarelor cu contacte.

Tensiunea de polarizare U_0 poate fi micșorată pînă în momentul în care semiconductorul începe să conducă, adică pînă la valoarea KU_{LC}. Dacă se neglijează diferența de potențial de contact ($U_c = 0{,}2 - 0{,}4$ V) și se ia în considerație valoarea minimă a polarizării, se scrie :

$$\alpha = \frac{K \omega_0 C_2}{4 U_{LC} [C_0 + K^2 (C_2 + C_p)]}. \quad (7)$$

Dacă se calculează derivata expresiei (6) și se anulează această derivată (pentru cazul limită $U_0 = KU_{LC}$), se găsește valoarea optimă a coeficientului K :

$$K'_{opt} = \left[\frac{C_0 + C_p \left(\frac{C_0}{C_3} \right)^{4/3}}{2 C_3} \right]^{2/3}. \quad (8)$$

Introducînd expresia (8) în (7) se găsește valoarea optimă a pantei :

$$\alpha_{opt} = 0{,}132 \frac{\omega_0}{U_{LC}} \cdot \left[\frac{C_3}{C_0 + C_p \left(\frac{C_0}{C_3} \right)^{4/3}} \right]^{2/3}. \quad (9)$$

Expresia pantei optime arată că în modulatoarele de frecvență cu semiconductoare este recomandabil :

— să se micșoreze capacitatea circuitului oscilant și capacitatea parazită ;

— capacitatea semiconductorului, determinată la o tensiune de polarizare egală cu tensiunea de la bornele circuitului oscilant, trebuie să fie cît mai mare. Din acest punct de vedere sînt indicate tranzistoarele sovietice П1, П3, П6 ;

— amplitudinea tensiunii de la bornele circuitului oscilant trebuie să fie cît mai mică. Acest fapt arată că se poate obține o deviație de frecvență apreciabilă numai la oscilații de mică putere.

CONCLUZII

Proiectarea modulatoarelor de frecvență are, de regulă, ca premise de calcul : frecvența purtătoare ω_0, deviația de frecvență $\Delta\omega$, amplitudinea oscilațiilor U_{LC}, distorsiunile neliniare maxim admisibile, neuniformitatea maximă a caracteristicii de frecvență, spectrul tensiunii modulatoare (sau cel puțin frecvențele-limită ale spectrului).

Avînd aceste premise de calcul, proiectarea se desfășoară astfel [1] :

1. Se alege dispozitivul semiconductor. În cazul frecvențelor mai mici de 20—30 MHz, se poate folosi orice dispozitiv cu joncțiuni. La frecvențe mai mari, tranzistoarele П1А, П2А, П3А, П3Б, П4 prezintă pierderi mari, și din această cauză sînt indicate diodele ДГЦ—24, ДГЦ—27 sau tranzistoarele П6В, П6Г, П1И, care pot fi folosite pînă la 500 MHz.

Dacă deviația de frecvență nu este mare $\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} < 1 - 2\% \right)$, se pot folosi diodele ДГЦ—24, ДГЦ—27. Pentru obținerea unei deviații mai mari, se pot folosi tranzistoarele П1Е, П1И, П6В.

2. Se fixează mărimea probabilă a capacității parazite C_p (de ordinul 10—20 pF).

3. Se precizează mărimea capacității C_0 a oscilatorului, prin proiectarea oscilatorului. Este bine să se aleagă o valoare cît mai mică pentru C_0.

4. Din curbele date în figurile 6—7—11 se deduce valoarea C_3 a capacității semiconductorului, corespunzătoare unei polarizări egale cu tensiunea U_{LC} de la bornele circuitului oscilant.

5. Se calculează coeficientul optim K'_{opt} cu formula (8).

6. Din formula (9) se deduce panta optimă a caracteristicii de modulație.

7. Se deduce amplitudinea tensiunii modulatoare din relația :

$$U_m = \frac{\Delta\omega}{\alpha_{opt}}. \quad (10)$$

8. Se calculează mărimea polarizării cu formula :

$$U_0 = 1{,}1 \, (K'_{opt} \, U_{LC} + U_m). \quad (11)$$

9. Cunoscînd mărimea polarizării, se determină din nou mărimea pantei, cu ajutorul formulei (7). Se deduce tensiunea modulatoare :

$$U_m = \frac{\Delta\omega}{\alpha}. \quad (12)$$

și apoi, aplicînd (11), se calculează din nou — cu mai multă exactitate — mărimea polarizării U_0.

Limitarea ,,jos'' apare atunci cînd se atinge regiunea de tăiere a transistorului (de exemplu, pentru caracteristica dinamică ce trece prin punctul M_2, în fig. 2). După cum se va vedea

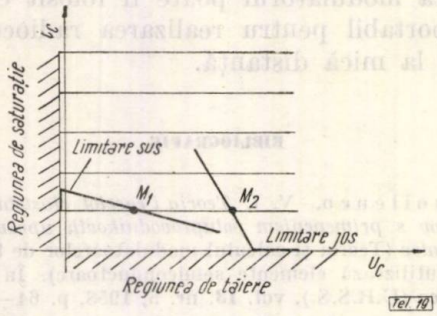


Fig. 2. Caracteristica dinamică de colector, pentru limitare ,,sus'' și limitare ,,jos''.

în cuprinsul lucrării de față, simpla pătrundere în regiunea de tăiere a punctului de funcționare nu poate explica limitarea oscilațiilor. O astfel de limitare ,,jos'' este posibilă numai în cazul tubului electronic. În cazul transistorului, limitarea ,,jos'' este posibilă numai în prezența unei rezistențe în circuitul de emiteri, care mută punctul mediu de funcționare înspre regiunea de tăiere.

În lucrarea de față, analiza oscilatorului se mărginește la cazul limitării ,,jos''.

În ceea ce privește încadrarea matematică a oscilatoarelor cu reacție cu transistor, această problemă este atacată, după cunoștințele autorului, numai în literatura sovietică [1] [2] [3] [4]. În lucrarea [2] se face o examinare teoretică generală (problema existenței soluției, unicității și a ciclului-limită); în lucrarea [3] se acordă o deosebită atenție limitării ,,sus'' în regiunea de saturație, iar în lucrarea [4] se examinează montajul cu emiter la masă, unde limitarea se produce tot în regiunea de saturație.

În lucrările [1] și [4] se obține, *sub condiția anumitor neglijări*, pentru oscilatorul cu transistor o ecuație diferențială neliniară de ordinul 2. În lucrarea [3] se dau soluții, în urma aproximării caracteristicilor transistorului cu polinoame de gradul 3, atît pentru limitare ,,sus'' cît și pentru limitare ,,jos''. În lucrarea [4] se dă o soluție grafico-analitică, bine verificată experimental.

În realitate ecuația oscilatorului cu transistor din figura 1 este o ecuație diferențială neliniară de ordinul 3, căci comportă două circuite, deci două grade de libertate. Dacă și în circuitul de emiter s-ar monta o capacitate, atunci sistemul ar fi descris de două ecuații diferențiale de ordinul 2 sau de o ecuație diferențială de ordinul 4. La fel s-ar petrece lucrurile și la un oscilator cu tub electronic, cu circuit acordat pe anod, dacă s-ar ține cont de curentul de grilă.

Cu anumite neglijări, ecuația de ordinul 3 se reduce la o ecuație de ordinul 2. Astfel se procedează în lucrările amintite mai înainte. De fapt, nu întotdeauna condițiile întîlnite în practică pot duce la descrierea oscilatorului de către o ecuație de ordinul 2.

În lucrarea de față se examinează oscilatorul descris (în funcție de condițiile concrete), atît de o ecuație de ordinul 3 cît și de o ecuație de ordinul 2.

Metoda de atac a problemei constă în scrierea ecuației operaționale de gradul 3 a oscilatorului. Această ecuație servește la determinarea condiției de amorsare a oscilațiilor, dar și la determinarea amplitudinii oscilațiilor dacă se recurge la parametrii liniarizați ai transistorului.

În anumite condiții, ecuația de gradul 3 se poate reduce la ecuația de gradul 2. Se arată teoretic și experimental cum condiția de amorsare a oscilațiilor poate diferi extrem de mult de la un caz la altul. În lucrare se mai examinează condițiile în care este posibilă limitarea ,,jos'' a oscilațiilor, dîndu-se o metodă de predeterminare a amplitudinii de oscilație. Verificarea experimentală, în limitele erorilor de măsură, este acceptabilă. Nu se examinează problema stabilității frecvenței de oscilație.

2. ECUAȚIA OSCILATORULUI

Recurgînd la circuitul echivalent natural al transistorului (fig. 3, *a*), avînd în vedere valoarea mare a rezistenței $r_{b'c}$, care va amortiza mult mai slab circuitul rezonant L_1C_1 decît rezistența emiterului reflectată în acest cir-

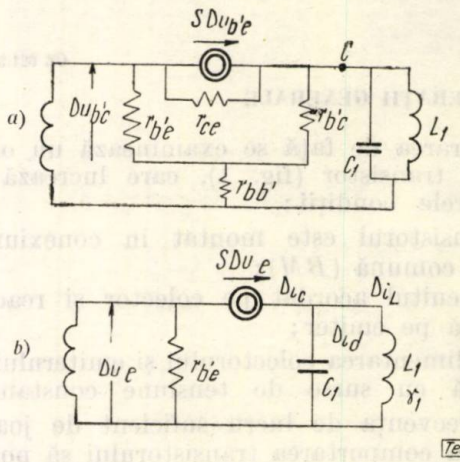


Fig. 3. Circuitul echivalent al montajului din figura 1.

cuit, se va neglija $r_{b'c}$. La fel, se poate neglija și r_{ce}, care are de asemenea o valoare foarte mare. La intrare, rămîn atunci rezistențele $r_{b'e} + r_{bb'} \simeq r_{b'e}$. Cu neglijările indicate mai

unidirecțională și metodele de lucru ale celor doi maeștri de sunet care lucrează simultan la „Electrecord", unul făcînd captarea propriu-zisă și celălalt supervizarea tehnico-artistică.

În afară de referatele prezentate în această sesiune, mai trebuie menționată, ca un rezultat al unei strînse colaborări între Academia R.P.R. — Comisia de acustică — și Comitetul de radiodifuziune și televiziune, elaborarea unei lucrări din domeniul literaturii documentare tehnice — un indicator bibliografic de electroacustică. Organizatorii consfătuirii, din dorința de a iniția un prim pas în rezolvarea unor lipsuri în literatura de documentare tehnică de electroacustică, au prezentat participanților la consfătuire prima lucrare de acest gen.

Lucrarea se intitulează *„Electroacustică, indicator bibliografic"*. Referințele bibliografice prezentate au fost organizate inițial în două mari grupe:

I. Cărți, tratate, manuale, cataloage de tuburi electronice.
II. Articole de reviste pe probleme.

Din cele de mai sus se poate desprinde importanța sesiunii de comunicări științifice, precum și problemele care rămîn a fi soluționate în viitorul apropiat.

Prin numărul relativ mare de referate prezentate, majoritatea cu nivel științific ridicat, prin participarea mai multor delegați autorizați, din întreprinderi, institute de cercetări și de învățămînt superior, prin discuțiile purtate și concluziile la care s-a ajuns, ședința de comunicări științifice a reprezentat o contribuție la introducerea tehnicii noi în captarea, înregistrarea și redarea sunetului în radiodifuziune și la strîngerea legăturilor între cercetătorii științifici și producție.

Ing. L. Zăneseu

Consfătuire despre calitatea radioreceptoarelor fabricate în R.P.R.

București, decembrie 1961

La sfîrșitul lunii decembrie 1961, la uzinele „Electronica" a avut loc o consfătuire privind calitatea radioreceptoarelor fabricate în R.P.R. Organizată de către uzină, cu sprijinul Ministerului Metalurgiei și Construcțiilor de Mașini, al Ministerului Comerțului și al UCECOM, consfătuirea a avut ca scop studierea posibilităților de îmbunătățire continuă a calității produselor fabricii, pentru a pune la dispoziția oamenilor muncii aparate de radio tot mai perfecționate și într-o prezentare cît mai modernă. La consfătuire au participat delegați ai Ministerului Metalurgiei și Construcțiilor de Mașini, Ministerului Comerțului, Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor, Institutului politehnic-București, Institutului de cercetări electrotehnice, Uniunii Cooperativelor Meșteșugărești, Întreprinderii comerțului cu ridicata etc.

Consfătuirea a fost deschisă de ing. I. Crișan, director tehnic al D.G.I.E.T., care a arătat scopul consfătuirii și legătura care trebuie să existe între producător (uzină), distribuitor (Ministerul Comerțului), întreținere (UCECOM) și consumatori; numai o colaborare perfectă între acești factori poate asigura o bună calitate a produselor.

În continuare, ing. D. F. Lăzăroiu, directorul uzinelor „Electronica", a vorbit despre stadiul actual și perspectivele de dezvoltare a uzinelor „Electronica", care constituie una dintre realizările însemnate ale regimului nostru democrat-popular.

Referatul a subliniat în încheiere rolul consfătuirii, de a analiza unele lipsuri ale producției și de a se lua măsuri eficace pentru înlăturarea lor pe baza propunerilor și discuțiilor participanților la consfătuire.

Referatul următor, privind stadiul actual și perspectivele de viitor ale uzinelor, a fost prezentat de C. Faur, inginerul-șef al uzinelor „Electronica". El a arătat dezvoltarea pe care a luat-o uzina în ultimii ani.

Referentul a arătat că din sesizările oamenilor muncii reiese că un număr de aparate ajung defecte la depozitele I.C.R.M., din provincie și Capitală. Pentru eliminarea acestor deficiențe, uzina a luat o serie de măsuri, printre care se numără și formularele ce se completează în toate punctele de control, sesizîndu-se astfel defectele de execuție și stabilindu-se sursele de defecte. Ar fi necesar ca asemenea informații să se primească și de pe teren de la depozitele I.C.R.M., magazinele de desfacere și cooperație.

Despre calitatea aparatelor a vorbit ing. W. Schwatz, șeful Serviciului control tehnic-calitate. El a arătat unele cauze care determină calitatea mai slabă a unora dintre produse și a cerut furnizorilor să acorde o mai mare atenție calității materia elor, deoarece aceasta se resimte în calitatea aparatelor. De asemenea s-a arătat modul defectuos în care se execută uneori reparațiile în cadrul termenului de garanție, de către UCECOM, datorită unor cadre slab calificate, spațiilor nesatisfăcătoare și aparaturii insuficiente.

Pentru asigurarea unei bune calități a produselor s-au luat măsuri suplimentare și în uzină, ca: școlarizarea muncitorilor de la benzile de asamblaj, sondaje zilnice, darea în exploatare a noilor benzi de asamblare etc.

După prezentarea referatelor a urmat vizitarea uzinei, iar apoi discuțiile, propunerile și concluziile.

La discuții au luat cuvîntul un mare număr de participanți. Ei au arătat că exigențele cumpărătorilor au crescut și că trebuie date pe piață numai aparate corespunzătoare. Pentru aceasta trebuie luate măsuri atît din punct de vedere calitativ (asupra claviaturii, lipiturilor, antene de ferită etc.) cît și estetic (linia corespunzătoare a casetelor).

Aparatura de măsură și control a atelierelor de reparații ale cooperativelor nu este suficientă și vor trebui luate măsuri de îmbunătățirea situației, prin schimburi de experiență cu uzina, prin verificarea depanatoarelor, dotarea cu piese de schimb, astfel ca depanarea să se facă în bune condiții și cu rezultate mulțumitoare.

Vorbitorii au relevat necesitatea pieselor de schimb în special pentru aparatele de tip mai vechi.

Delegații cooperativei meșteșugărești „Radio-progres" au arătat că s-au luat măsuri de calificare a cadrelor prin trimiteri la școli de înaltă calificare și la institute de învățămînt superior. Au cerut ca documentația tehnică specială pentru depanarea aparatelor să fie dată din timp, fiind necesară pentru instruirea tehnicienilor.

Au luat apoi cuvîntul delegați din regiunile Argeș, Galați, Banat, Iași, Brașov, Cluj etc., care, prin discuțiile purtate și prin sugestiile făcute, au relevat atît părțile pozitive cît și cele negative ale produselor realizate de către uzinele „Electronica".

În încheierea consfătuirii, ing. I. Crișan, director în M.M.C.M., a subliniat necesitatea perfecționării continue a performanțelor tehnice ale noilor produse, mulțumind participanților la consfătuire pentru sprijinul activ acordat prin nivelul înalt al discuțiilor și prin caracterul constructiv al criticilor și propunerilor făcute. În concluzie a arătat că consfătuirea și-a atins scopul și că asemenea consfătuiri se vor mai organiza și pe viitor, dat fiind aportul adus în îmbunătățirea calității produselor pentru cunoașterea și înlăturarea deficiențelor muncii uzinelor producătoare.

Relevînd munca intensă desfășurată de muncitorii, inginerii și tehnicienii din țara noastră în scopul traducerii în viață a Directivelor celui de-al III-lea Congres al P.M.R., pe linia îndeplinirii și depășirii sarcinilor de plan, a îmbunătățirii calității produselor și a introducerii tehnicii noi, ing. I. Crișan a urat participanților noi succese în munca lor viitoare.

mului etaj, care, pentru micşorarea zgomotelor, se face folosind montajul cu emiterul la masă. Se dau cîteva exemple de calcul de amplificatoare cu transistoare, cu coeficienţi de amplificare diferiţi, folosindu-se diferite tipuri de transistoare şi de cuplaje.

M. M.

RAMM, G. S. **Referitor la calculul amplificatoarelor cu transistoare cu reacţie negativă.** În : Elektrosveazi (U.R.S.S.) nr. 7 (iulie), 1961, p. 30—36, 10 fig., 2 ref. bibl.

Ipoteza că circuitul de reacţie negativă într-un amplificator lucrează în gol la ieşire, debitînd pe intrarea amplificatorului, devine inexactă în cazul amplificatoarelor cu transistoare, care pot avea o impedanţă mică de intrare.

Generalizarea teoriei amplificatoarelor cu reacţie negativă la cazul transistoarelor se rezumă la determinarea influenţei reacţiei negative asupra factorului de amplificare, a admitanţelor de intrare şi ieşire, precum şi asupra stabilităţii. Ţinîndu-se seamă de cele de mai sus, se deduc expresiile pentru parametrii amintiţi şi se dau două exemple de calcul pentru scheme concrete.

Ro. A.

GHERSENZON, E. M., SELIVANENKO, N. E. ş. a. **Referitor la folosirea diodelor-tunel în scheme radiotehnice.** În : Elektrosveazi (U.R.S.S.), nr. 8 (august), 1961, p. 11—19, 8 fig., 2 tabl., 5 diagr., 14 ref. bibl.

Diodele-tunel au o caracteristică de tensiune-curent astfel încît, pe o anumită porţiune, pot fi folosite ca rezistenţă negativă. Utilizarea diodei-tunel la circuitele de înaltă frecvenţă este însă limitată din cauza capacităţii sale parazite (5...100 pF). Din această cauză, există o frecvenţă limită critică la care rezistenţa negativă compensează numai pierderile introduse de diodă în circuit. Această frecvenţă critică este determinată de rezistenţa negativă a diodei, de capacitatea şi de rezistenţa benzii (care este de ordinul 0,1...0,01).

Diodele-tunel pot fi folosite cu eficacitate deosebită în schemele de comutaţie cu funcţionare rapidă, datorită vitezei lor de comutaţie simţitor mai mare ca la transistoare.

Puterea de lucru a diodelor-tunel este mică, ceea ce limitează utilizarea lor.

JANCU J. şi MAIEC Z. **Diode-tunel,** Slaboproudy Obzor (R.S. Cehoslovacă), **22**, 1961, nr. 4, p. 194—201, 5 fig., 12 diagr., 14 ref. bibl.

Diodele-tunel, denumite şi diode Esaki, constituie un element semiconductor important, alcătuit din material cu doze mari de impurităţi şi caracterizat printr-un strat foarte subţire al joncţiunii. Zona de rezistenţă negativă a joncţiunii are specificul similar cu dinatromul, astfel încît dioda poate fi folosită ca generator de oscilaţii pentru frecvenţe foarte înalte, pînă la 100 MHz, însă cu puteri foarte mici.

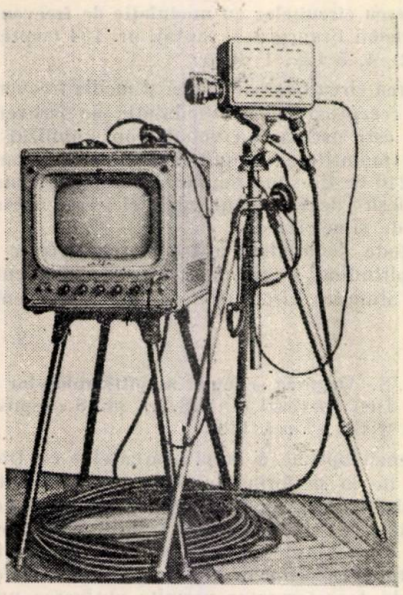
La trecerea electronilor din zona de valenţă în zona de conductivitate, se naşte un dezechilibru termodinamic, datorită căruia curentul creşte nelimitat, de unde rezultă caracteristica dinatronică. Dioda este insensibilă la influenţa temperaturii şi prezintă un suflu foarte redus.

W.K.

»Elektrim« *vă oferă:*

INSTALAŢII DE TELEVIZIUNE

sortiment bogat — calitate superioară



- pentru studiouri;
- pentru centre de televiziune;
- pentru staţii de emisie;
- pentru autocare de telereportaj;
- pentru industrie.

ECHIPAMENTE MODERNE DE TELECOMUNICAŢII DE PROVENIENŢĂ POLONEZĂ

- telefonie cu curenţi purtători;
- telegrafie cu modulaţie în amplitudine.

Calitate superioară — preţuri convenabile — termene scurte de livrare

Exportator exclusiv:

»Elektrim« SOCIETATE POLONEZĂ CU RĂSPUNDERE LIMITATĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

WARSZAWA 2, Czackiego 15/17, R. P. POLONĂ — Adresa telegrafică: Elektrim—Warszawa.
Telefon: 6-62-71 Telex.: 10415 — Căsuţa poştală 254

1741

telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII •

TELEFONIE • TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE

1962

3

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 6 ★ nr. 3 ★ p. 97—144 București ★ mai—iunie 1962

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.396.1

Gh. Cartianu şi *D. Poenaru* : **Метод превращения коэффициента передачи посредством модификации полюсов и нуля**

Дан метод расчета изменений амплитудных характеристик и характеристик времени группового запаздывания в зависимости от изменения положения полюсов.

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 98–100

ДК 621.394.44 :621.395.44 :621.396.44

S. Ştefănescu, N. Sinnreich şi *Doina Georgescu* : **Транзисторная система несущих токов с тремя каналами ST—3**

Описывается транзисторная система несущих токов с тремя каналами для воздушных линий, которые соответствуют международным предписаниям. Даются данные относительно наиболее важных узлов системы.

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 100–107

ДК 621.375,1

M. Drăgănescu şi *Maria Nistor* : **Теоретические соображения относительно усилителя компенсированного отрицательной емкоетью**

В данной статье описывается оригинальная теория усилителя компенсированного отрицательной емкостью и определяются условия, в которых более выгодна компенсация отрицательной емкостью, чем индуктивностью.

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 107–116

ДК 621. 397.7

A. Iacob şi *V. Marin* : **Телевизионная трансляционная ан станция со второго канала на четвертый канал О.И.Р. (II)**

Описывается телевизионная трансляционная станция. Даются некоторые данные относительно схемы, автоматизации, антенны и приводятся соображения общего характера относительно возможных типов трансляционных станций.

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 116–120

ДК 621.315.212

C. Cruceru : **Коаксиальные кабели. Расчет, конструкция и их использование**

Представлены расчетные формулы первичных и вторичных постоянных коксиальных кабелей. Представлены их характеристики и различные типы кабелей, используемые в практике.

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 121—126

ДК 621.394.73 :621.395.61 :621.315.24 :621.

N. Ionescu : **Совмещение линий телепередачи и электрических линий на общих столбах**

Рациональное использование столбов в рамках предписаний по использованию одних и тех же линий, предписаний по пересечениям соединительных труб и т.д.

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 127–131

ДК 621.396.62

M. Ivanciovici : **Блок ультракоротких волн приемников радиопередачи с частотной модуляцией**

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 131–139

ДК 621.396.62.

E. Mihăilescu : **Радиоприемник S 623 A „Привегетоаря" (Соловей)**

Telecomunicaţii, **6**, 1962, N° 3, стр. 139–140

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.396.1

Gh. Cartianu und *D. Poenaru* : **Ein Verfahren zur Umänderung der Übertragungsfaktoren durch die Abänderung der Pole- und Nulleiter.**

Der Aufsatz enthält ein Berechnungsverfahren der schwankenden Amplitudenkennlinie und der Kennlinie der Gruppenverzögerungszeit im Verhältnis zur Änderung der Polstellung.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 3, 1962, p. 98–100

DK 621.394.44 :621.395,44 :621,396,44

S. Ştefănescu, H. Sinnreich und *Doina Georgescu* : **Transistorisiertes 3 Kanal TF System für Freileitungen ST-3.**

Es wird ein 3 Kanal TF System für Freileitungen beschrieben das den CCITT Empfehlungen entspricht. Es werden die wichtigsten Prinziphaltungen und die konstruktive Ausführung gegeben.

Telecomunicaţii, **6**, nr, 3, 1962, p. 100–107

DK 621.375,1

M. Drăgănescu und *Maria Nistor* : **Theoretische Betrachtungen über die Kompensationsverstärker mit negativer Kapazität.**

Im Aufsatz wird eine neue Theorie des Kompensationsverstärkers mit negativer Kapazität dargelegt und die Bedingungen bestimmt unter welchen die Kompensation mit negativer Kapazität vorteilhafter als die Induktanz ist.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 3, 1962, p. 107–116

DK 621.397.7

A. Iacob und *V. Marin* : **Fernsehrelais-Station aus dem Kanal II im Kanal IV OIR (II).**

Eine Fernsehrelais-Station wird beschrieben und einige Einzelheiten über die Schaltung der Automatisierung und die Antene, sowie einige allgemeine Betrachtungen über die möglichen Relais-Stationen angeführt.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 3, 1962, p. 116–120

DK 621. 315. 212

C. Cruceru : **Koaxialkabeln. Ihre Berechnung, Herstellungsweise und Verwendung.**

Es werden die Berechnungsformeln der primären und sekundären Konstanten der Koaxialkabeln dargelegt, sowie ihre Eigenschaften und verschiedene in der Praxis verwendete Kabelarten dargelegt.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 3, 1962, p. 121–126

DK 621.394.73 :621.395.61 :621.315.24 :621.315.17

N. Ionescu : **Das gemeinsame Verlegen von Fernmelde-und Kraftstromleitungen auf gemeinsamen Leitungsmasten.**

Die rationelle Verwendung der Leitungsmasten im Rahmen der Verfügungen für gemeinsame Leitungen der Bestimmungen für Kräuzungen bei Anschlussen u.s.w.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 3, 1962, p. 127—131

DK 621.396.62

M. Ivanciovici : **Der UKW-Block bei Rundfunkempfänger mit Frequenzmodulation.**

Telecomunicaţii, **6**, nr. 3, 1962, p. 131–139

DK 621.396.62

E. Mihăilescu : **Der Rundfunkempfänger S 62 3 A „Privighetoarea" (Die Nachtigall).**

Telecomunicaţii, **6**, nr. 3, 1962, p. 139–140

MAGYAR MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

telecomunicații

Anul VI * nr. 3 * mai – iunie 1962

Prof. Ing. GH. CARTIANU
și Ing. DORIN POENARU

Metoda transformării factorului de transfer prin modificarea polilor și a nulurilor

CZ 621.396.1

Studiul variației cîștigului și a timpului de întîrziere de grup cu modificarea poziției polilor și a nulurilor funcției de transfer prezintă deosebit interes la analiza și sinteza circuitelor. Conluziile care rezultă pot fi utilizate în problema corecției rețelelor pentru obținerea unei anumite modificări a caracteristicilor și în studiul stabilității caracteristicilor sistemului cu variația parametrilor elementelor de montaj.

De asemenea, nu trebuie neglijat alt aspect al problemei — utilitatea concluziilor obținute pentru reglajul circuitelor.

„Sensibilitatea" polilor (sau a nulurilor) în raport cu parametrii sistemului a fost studiată de către mulți autori. Prezenta lucrare își propune să arate ce modificări suferă caracteristicile în funcție de frecvență, la variații mici ale poziției polilor. Într-o primă aproximare se obțin relații fundamentale simple, ale căror aplicații vor fi ilustrate printr-un exemplu.

1. STABILIREA RELAȚIILOR

Fără a se micșora generalitatea, se poate considera că funcția de transfer și variabilele sînt normate.

Funcția de transfer F(p) poate fi considerată ca fiind constituită dintr-un produs de funcții $F_k\ (p-p_k)$, fiecare dintre ele fiind caracterizată de un pol sau nul p_k. Luînd logaritmul funcției de transfer normate $F(p)$, se obține o relație de forma [1]:

$$\ln F(p) = \sum_{k=1}^{n} \ln F_k\,(p - p_k). \qquad (1)$$

Notînd cu G și respectiv cu ψ partea reală și imaginară a funcției de transfer în planul complex normat ($p = \delta + jx$), putem scrie relația:

$$\ln F(p) = G(\delta, x) + j\,\psi(\delta, x) \qquad (2)$$

Se observă că în planul complex nenormat avem: $p = \sigma + j\,\omega$.

Această funcție reprezintă cîștigul în neperi și unghiul de fază în accepțiunea convențională atunci cînd $\delta = 0$ $(p-jx)$, și în acest caz avem:

$$F(jx) = |F(jx)|\,e^{j\,\psi(x)};$$

Cîștigul în neperi:

$$G(x) = \ln |F(jx)|. \qquad (3)$$

Timpul de întîrziere de grup normat:

$$\tau(x) = \frac{d\psi}{dx} = \pi B_0\, tg\,(x). \qquad (4)$$

G și ψ — fiind partea reală și, respectiv, imaginară a unei funcții monogene — satisfac condițiile Cauchy-Riemenn și ecuația lui Laplace, adică:

$$\frac{\partial G}{\partial \delta} = \frac{\partial \psi}{\partial x}; \qquad (5)$$

$$\frac{\partial G}{\partial x} = -\frac{\partial \psi}{\partial \delta}; \qquad (6)$$

$$\frac{\partial^2 G}{\partial \delta^2} + \frac{\partial^2 G}{\partial x^2} = 0; \qquad (7)$$

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial \delta^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} = 0. \qquad (8)$$

Pe baza acestor relații, putem exprima toate derivatele în raport cu δ, în punctele de pe axa frecvențelor reale ($\delta = 0$), prin funcții în raport cu x (frecvența reală):

$$\frac{\partial G}{\partial \delta} = -\tau\,(x); \qquad (9)$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial \delta} = -G'(x); \qquad (10)$$

$$\frac{\partial \tau}{\partial \delta} = -G''(x). \qquad (11)$$

Relațiile obținute arată încă odată că G și ψ nu pot fi luate arbitrar; cînd una este dată, cealaltă rezultă (relațiile Bayard—Bode). Rela-

Cu excepția frecvențelor pilot, caracteristicele enumerate corespund recomandărilor internaționale CCITT. Nu s-au putut respecta frecvențele recomandate pilot de 16, 110 kHz și 31, 110 kHz, deoarece fiind valori neuzuale, cuarțurile necesare sînt greu de procurat.

Sistemul admite o atenuare a liniei de 5,5 N, ceea ce corespunde la cca. 300 km circuit de cupru cu fire de 3 mm.

S-a prevăzut loc și pentru echipamentul căilor telegrafice.

3. DESCRIEREA SCHEMEI-BLOC

Bornele „centrală" de două și patru fire sînt aduse în cablajul ramei la boxa sistemului diferențial, care conține sistemul diferențial, echilibrorul și atenuatorii necesari fixării nivelurilor pentru diferitele moduri de funcționare.

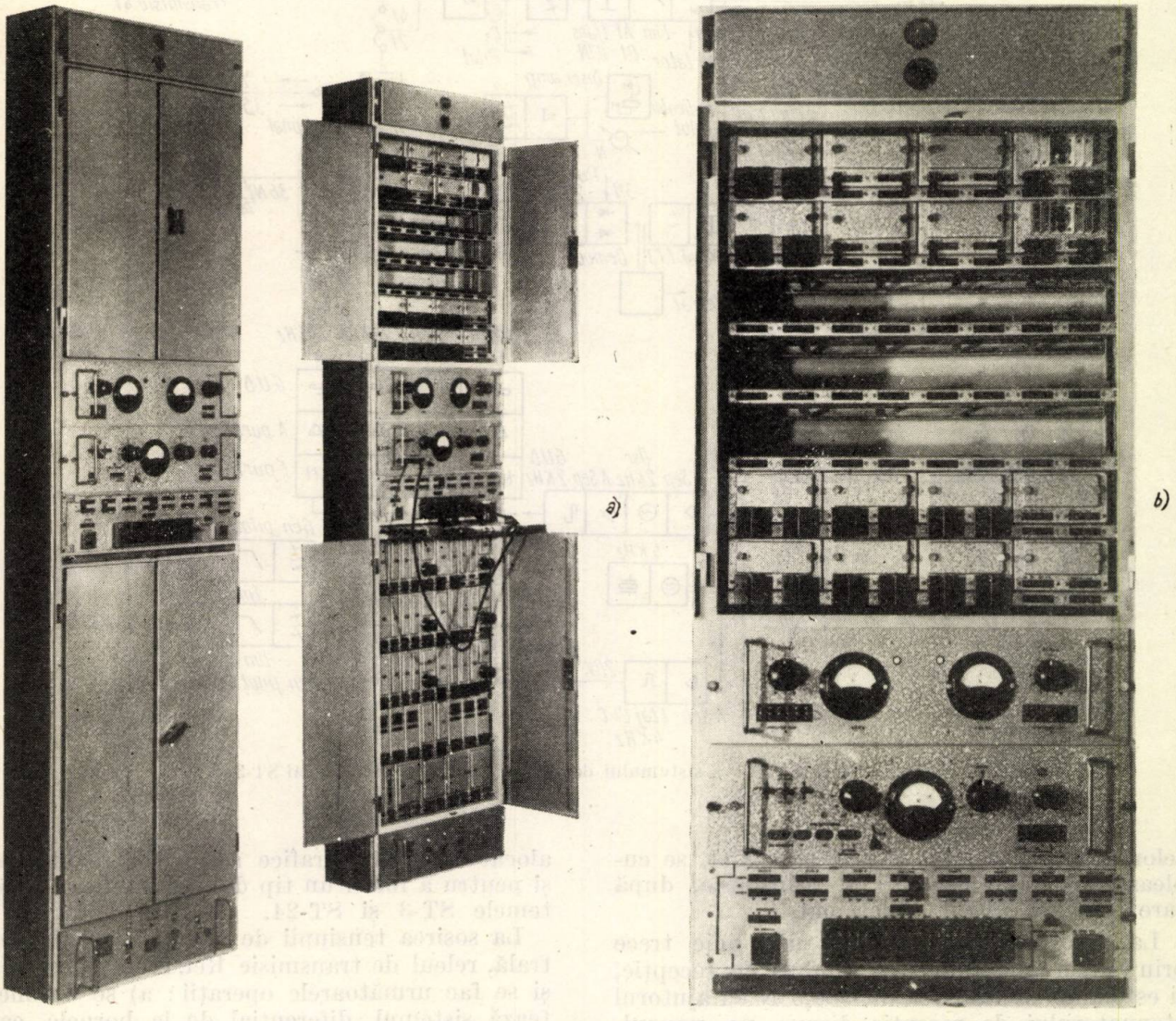


Fig. 1 : *a* — aspect exterior a două rame ST-3 ; *b* — partea superioară a unei rame ST-3.

Peste această valoare există o rezervă de amplificare de grup de 1 N, pentru cazurile speciale de chiciură.

Constructiv, sistemele ST-3 au aspectul din figura 1.

Pe o ramă de 2 600 × 660 × 250 mm, se pot introduce două terminale ST-3, cu echipament pentru șase căi telefonice și generatorul de purtătoare comun celor două sisteme, panourile-pilot de măsură și comutație și unitatea de alimentare.

S-a evitat transformatorul diferențial obișnuit, care a fost înlocuit cu o punte rezistivă.

Semnalul la transmisie este transpus de modulator în banda de frecvență alocată căii respective. Pentru evitarea supraîncărcării amplificatorului de transmisie, după modulator este conectat limitatorul de volum, compus dintr-un etaj cu un tranzistor, funcționînd în regim de limitare.

Conectarea limitatorului după modulare prezintă avantajul unei reduceri serioase de ga-

se constată că banda în care se controlează cîştigul este mai mare decît 100 Hz—1 MHz, banda utilă fiind cuprinsă între 4 şi 32 kHz.

În urma reacţiei negative, distorsiunile amplificatorului care dau diafonie între căi se

7. RECEPTORUL DE APEL

După cum s-a arătat, apelul este în bandă pe 2 280 Hz, ceea ce dă posibilitatea introducerii unei căi de telegraf sau semnalizare în afara benzii, între 3 550 şi 3 700 Hz.

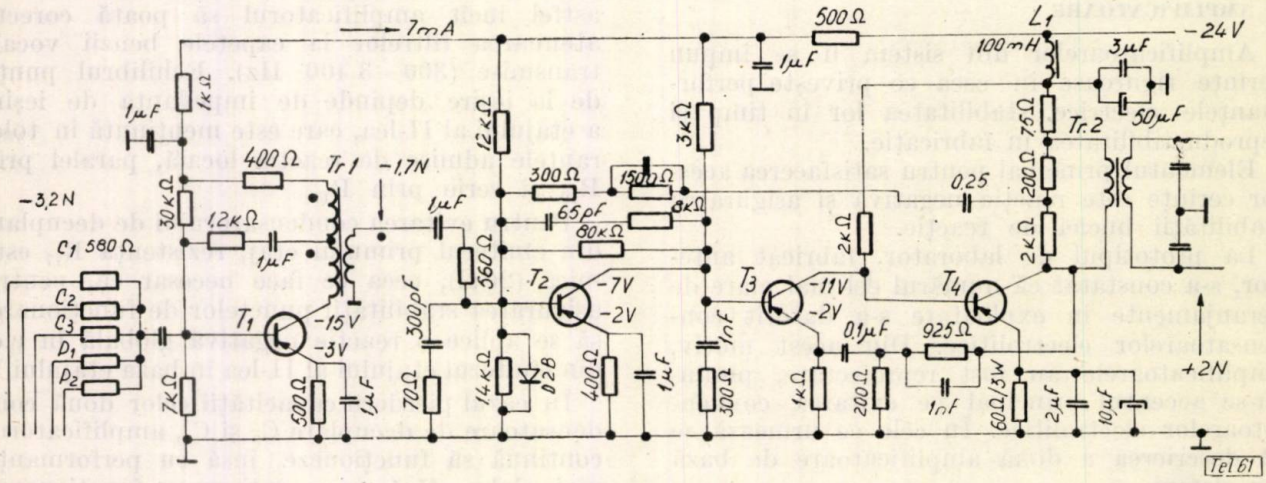


Fig. 7. Schema de principiu a amplificatorului de grup transmisie.

reduc la 8,5 N sub nivelul căii (0,02%) pentru armonica a doua şi peste 9 N (0,012%) pentru armonica a treia (fig. 8, *b*).

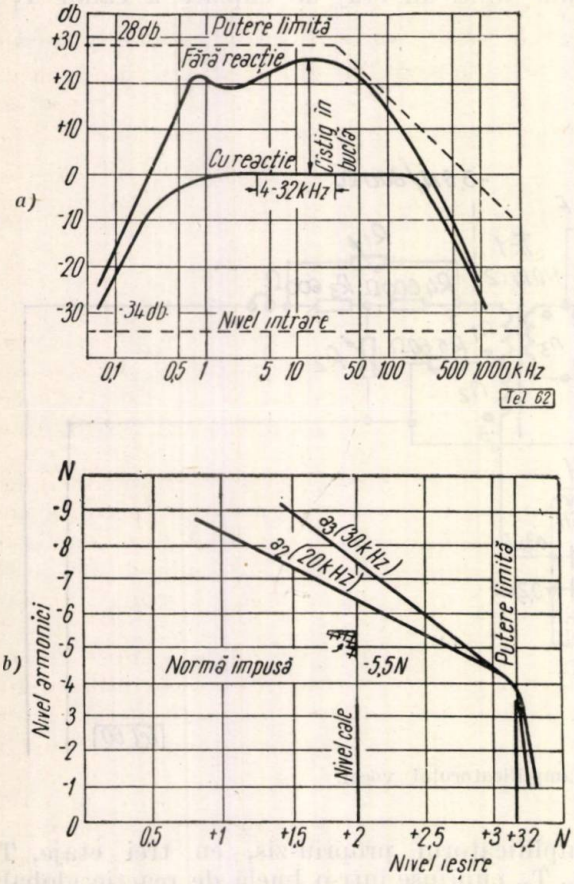


Fig. 8 : *a* — cîştigul cu şi fără reacţie al amplificatorului de transmisie ; *b* — distorsiunile amplificatorului de transmisie.

Receptorul de apel trebuie deci să acţioneze la un semnal de 2 280 Hz, însă trebuie să rămînă inactiv la prezenţa acestui semnal în timpul convorbirii.

De asemenea, pentru eventualitatea transmiterii impulsurilor de selecţie, nu este admisibilă o acţionare întîrziată a receptorului.

Aceste considerente au dus la alegerea unei scheme cu circuit de semnal şi circuit de gardă, care principial este dualul circuitelor clasice de acest fel utilizate în receptoarele de apel cu tuburi (sistemul Albis Werke de 20 de canale).

Receptorul de apel are un etaj amplificator separator T_1, cu impedanţă de intrare 8 kΩ şi impedanţa de ieşire micşorată datorită reacţiei serie-paralel, prin transformatorul Tr2. Dioda D_1 şi rezistenţa R_3 limitează distorsiunile reflectate la intrare, în caz de supraexcitare, la 0,3%. Intrarea este simetrică datorită lui Tr1, receptorul de apel conectîndu-se în paralel la ieşirea amplificatorului vocal (fig. 9).

Al doilea tranzistor acţionează releul Rel conectat în colector. Tranzistorul T_2 primeşte în bază o polarizare în sens de conducere, prin semnalul detectat de D_3 a circuitului de semnal C_4 L_2.

Semnalele cu frecvenţa diferită de 2 280 Hz nu sînt oprite de circuitul de gardă L_1 C_3 şi dau, detectate de D_2, o polarizare în sens de blocare bazei tranzistorului T_2.

Prin urmare, curentul bazei T_2 este diferenţa curenţilor detectaţi ai circuitelor de semnal şi de gardă, ambele acordate pe 2 280 Hz. Se obţine o selectivitate de circa ± 100 Hz.

Sensibilitatea receptorului de apel este – 1,7N, nivelul nominal la intrare fiind +0,3 N,

tronic utilizat și se cere să se realizeze o anumită bandă și amplificare totală. Prin metoda amintită se reduce numărul necesar de etaje și amplificarea în bandă a unui etaj, deci implicit rezistența de sarcină a acestuia. Cu ajutorul acestei metode, se ajunge la concluzia principală a lucrării de față, de importanță practică, și anume că, pentru realizarea de amplificatoare de bandă foarte largă și de mare amplificare, este mult mai convenabilă compensarea prin capacitate negativă decît compensarea prin inductanță.

Experimental s-a studiat o celulă de tip AN, verificîndu-se concluziile teoretice. Nu s-a studiat experimental un amplificator cu n celule de tip AN, în această lucrare căutîndu-se a se demonstra teoretic posibilitatea utilizării unui asemenea amplificator.

2. CAPACITATEA NEGATIVĂ

În lucrarea [4] s-au demonstrat următoarele formule generale pentru capacitatea și inductanța de intrare a unui tub electronic cu un număr oarecare de electrozi:

$$C_{\text{intr}} = \sum_{k=1}^{n} C_{jk}(1-a_k^{(re)}) + C_{jp}\,; \qquad (1)$$

$$G_{\text{intr}} = \sum_{k=1}^{n} C_{jk}\, a_k^{(im)}, \qquad (2)$$

în care:

C_{kj} este capacitatea parțială dintre electrodul de intrare j (grila de comandă a tubului) și un alt electrod oarecare al tubului, k;

C_{jp} — capacitatea parazită a conexiunilor la grilă față de masă;

$a_k^{(re)}$ și $a_k^{(im)}$ — amplificările (partea reală și imaginară), pe diferiți electrozi, k.

Din expresia (1) se constată că, pentru a obține o capacitate negativă ($C_{\text{intr}} < 0$), trebuie în orice caz ca $a_k^{(re)} > 0$, adică să se lucreze cu amplificare în fază cu intrarea. Aceasta însă nu se poate realiza cu montajele obișnuite

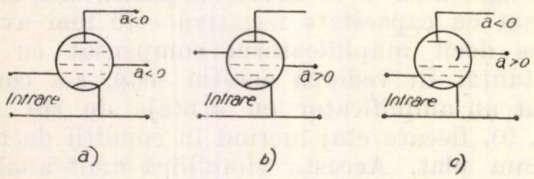


Fig. 1. Tuburi cu amplificare în fază (a) și în antifază (b).

de amplificare (fig. 1,a), ci printr-o conexiune specială a tubului, cum este cazul montajului cu intrarea pe supresor și ieșirea pe ecran (fig. 1,b). La un asemenea etaj se obține o amplificare în fază [5]. Se mai poate obține o amplificare, în antifază, și pe dioda unui tub cu emisie secundară (fig. 1,c). Într-o lucrare interesantă [6], Aralov arată posibilitatea de a obține o amplificare în fază pe anoda unei pentode (intrarea pe grilă), cînd se negativează mult supresorul.

O altă observație privitoare la capacitatea negativă este aceea că ea depinde de frecvență. În gama frecvențelor medii amplificarea unui etaj cu sarcină rezistivă este constantă, astfel încît — conform formulei (1) — și capacitatea de intrare va fi constantă. La frecvențele înalte însă, amplificarea scade cu frecvența, deci valoarea absolută a capacității negative scade, ceea ce constituie un dezavantaj tocmai în cazul utilizării acestei capacități la o compensare de înaltă frecvență.

În afară de aceasta, mai apare un dezavantaj, mult mai important, după cum se va vedea în cuprinsul acestui articol, și anume rezistența negativă paralelă ce însoțește întotdeauna o capacitate negativă. Prezența acestei rezistențe ridică problema stabilității sistemului care o utilizează.

3. TEORIA ETAJULUI COMPENSAT CU CAPACITATE NEGATIVĂ

În cele ce urmează, se va examina amplificatorul din figura 2. El este constituit din două etaje, primul fiind un etaj normal de ampli-

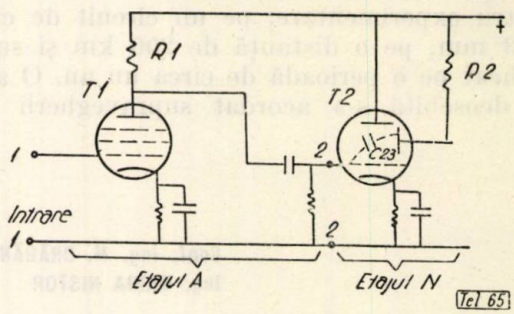


Fig. 2. Schema de principiu a unui grup AN.

ficare, ce utilizează în general o pentodă, iar al doilea etaj avînd ieșirea în fază cu intrarea. Pentru a scoate în evidență acest lucru, electrodul de ieșire al tubului T_2 a fost desenat vertical.

În figura 3 s-au prezentat circuitele echivalente pentru frecvențele înalte ale etajului

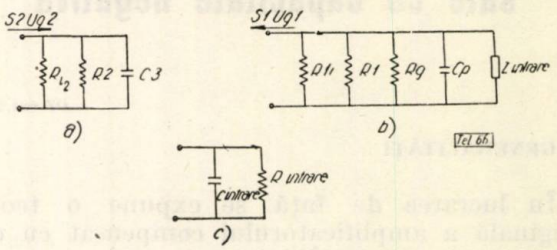


Fig. 3. Scheme echivalente:
a — pentru etajul N al schemei din figura 2; b — pentru etajul A al schemei din figura 2; c — pentru impedanța de intrare a etajului N.

$\xi > \sqrt{\frac{2}{\eta}} + 1$ — curbă ce prezintă, la înaltă frecvență, o cădere monotonă; (22'b)

$\xi = \sqrt{\frac{2}{\eta}} + 1$ — curbă ce prezintă o variație monotonă avînd banda maximă (dintre curbele monotone). O vom numi curba de „maximum plat". (22'c)

Relația (22'c) se va numi „condiția de maximum plat". Este recomandabil ca etajul de

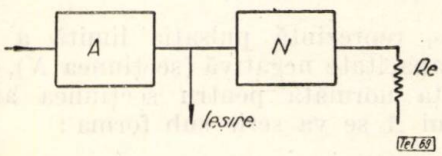


Fig. 6. Schema de principiu a unei celule AN folosită în experimentare.

amplificare să lucreze cît mai aproape de această condiție.

Pentru experimentare s-a folosit etajul complex AN, din figura 6, în care s-au utilizat pentru etajul A tubul EF22 în montaj obișnuit, iar pentru etajul N tubul EF8 în schema de conexiune din figura 7.

Punctele de funcționare:

— Pentru tubul EF22: $u_{a0} = 170$ V; $u_{g10} = -3{,}6$ V, $i_{a0} = 4{,}5$ mA; rezistența de sarcină $R_1 = 20\,\text{k}\Omega$.

— Pentru tubul EF8: $u_{a10} = 255$ V; $u_{g20} = 64$ V; $u_{g3,40} = -5$ V; $u_{g10} = 0$ V; rezistența de ieșire $R_2 = 100\ \text{k}\Omega$.

Capacitățile C_p și C_{23} au fost determinate din caracteristicile experimentale de frecvență ale etajelor A și N, la valorile:

$$C_p = 50 \text{ pF};$$

$$C_{23} = 4{,}5 \text{ pF}.$$

S-au obținut în aceste condiții, pentru etajul complex AN, parametrii: $\eta = 0{,}99$ și $\xi = 5{,}65$.

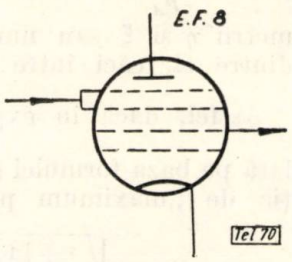


Fig. 7. Schema de conexiune a tubului etajului compensator N utilizat în montajul experimental.

S-a obținut, în acest caz experimental, banda normată a etajului compensat $x_{0,707} = 0{,}221$, față de $x_{0,707} = 0{,}225$, cît reiese din calcul pentru valorile date ale mărimilor η și ξ.

Prin modificarea datelor etajului complex AN — creșterea artificială a capacității C_p la $C'_p \approx 55$ pF și prin modificarea benzii și cîștigului etajului compensator N s-a obținut un regim de funcționare optim, ce duce la curbe de maximum plat, caracterizate prin $\eta = 0{,}605$ și $\xi = 2{,}82$. În acest caz, s-a obținut experimental banda normată a etajului compensat $x_{0,707} = 0{,}890$, față de $x_{0,707} = 0{,}885$, obținut prin calcul.

4. STABILITATEA UNUI ETAJ AN

Prezența rezistenței negative de intrare, pusă în evidență prin relația (11) și reprezentată grafic în figura 4, *b*, ridică imediat problema stabilității etajului compensat. Stabilitatea etajului se reduce, în fond, la stabilitatea circuitului echivalent din figura 8, unde admitanța simbolică de intrare va avea expresia:

$$Y_{intr} = -pC_{23}a_2(p). \tag{23}$$

În expresia (23):

$$a_2(p) = \frac{a_{20}\omega_i}{\omega_i + p}. \tag{24}$$

Această expresie se deduce din expresiile (5) și (7), dacă se înlocuiește operatorul $j\omega$ cu operatorul p.

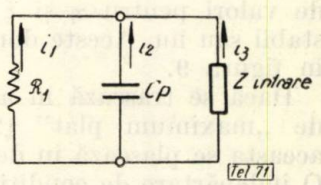


Fig. 8. Circuitul echivalent al etajului A compensat.

Pentru circuitul din figura 8 se poate scrie ecuația:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0, \tag{25}$$

de unde se deduce:

$$\frac{1}{R_i} + pC_p + Y_{intr} = 0. \tag{26}$$

Înlocuind, în această ecuație, pe Y_{intr} cu expresia sa (23) și ținînd seamă de expresia (24), se obține o ecuație algebrică în p de gradul doi.

Studiul stabilității sistemului din figura 8 se reduce la studiul rădăcinilor acestei ecuații. Astfel, se poate constata că:

I. pentru $1 + \frac{1}{\eta} + \frac{2}{\sqrt{\eta}} > \xi > 1 + \frac{1}{\eta} - \frac{2}{\sqrt{\eta}}$, regimul este oscilant;

II. pentru $\xi < 1 + \frac{1}{\eta} - \frac{2}{\sqrt{\eta}}$ și $\xi > 1 + \frac{1}{\eta} + \frac{2}{\sqrt{\eta}}$, regimul este aperiodic;

sau dacă se ține seamă de condiția de „maximum plat":

$$F = \eta \left(\sqrt{\frac{2}{\eta}} + 1 \right). \tag{36}$$

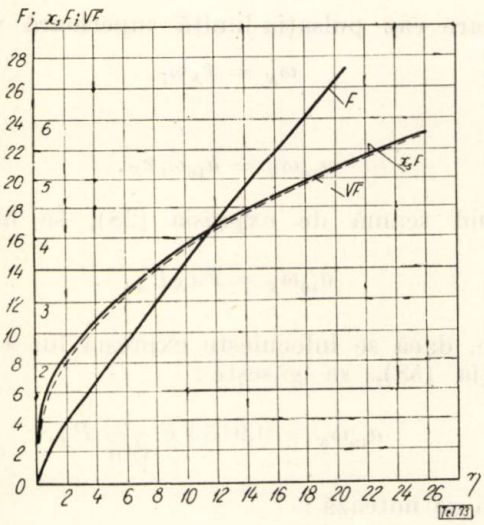


Fig. 10. Curbele F, $\sqrt{F}$, $x_s F$ în funcție de η.

În figura 10 s-a trasat curba $\frac{P_{AN}}{P_A} = x_S F$, în funcție de η; se observă că raportul $\frac{P_{AN}}{P_A}$ crește continuu cu η, astfel încît, deși este de dorit ca η să aibă o valoare cît mai mare, totuși nu există o valoare optimă a lui η. De asemenea, alură crescătoare au și curbele F și $\sqrt{F}$, trasate în figura 10. Acest rezultat va fi util pentru considerațiile din paragraful următor.

6. AMPLIFICATOR CU N ETAJE DE TIP AN, FIECARE LUCRÎND ÎN REGIM DE „MAXIMUM PLAT"

Un grup AN constituie un etaj al amplificatorului cu n etaje (fig. 11). În cazul cînd etajele A și N ar fi aranjate în cascadă, nu s-ar obține un efect total mulțumitor, deoarece etajele N nu ar fi compensate. Nici aranjamentul $ANN \ldots N$ în cascadă nu duce la rezultate bune, deoarece cîștigul total este foarte mic, avînd în vedere amplificarea mică a etajelor N.

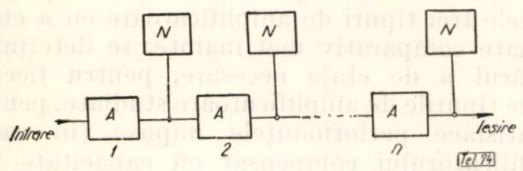


Fig. 11. Amplificator n (AN).

Pentru amplificatorul din figura 11 se constată, însă că, pentru fiecare etaj, sînt necesare două tuburi electronice, unul pentru secțiunea A și celălalt pentru secțiunea N, cu toate circuitele-anexă corespunzătoare.

Se pune atunci întrebarea în ce condiții compensarea cu un tub care prezintă capacitate negativă la intrare este mai convenabilă decît compensarea cu o simplă inductanță pe anodul secțiunii A. Tocmai indicarea acestor condiții constituie scopul acestui paragraf și al lucrării de față.

Amplificatorul n (AN) va fi comparat cu un amplificator cu n etaje necompensate și cu un amplificator cu n etaje compensate cu inductanță-serie.

a) Amplificatorul necompensat

Produsul cîștig-bandă pentru un etaj este:

$$P_A = a_{10}\ \omega_1, \tag{37}$$

iar pentru n etajs (5):

$$a_{10}\,\omega_n = P_A \sqrt{2^{1/n} - 1}. \tag{38}$$

Pentru $n \geqslant 3$ se poate considera, cu bună aproximație:

$$\sqrt{2^{1/n} - 1} \cong \frac{0{,}835}{\sqrt{n}}. \tag{39}$$

Dacă se introduce notația:

$$\nu = \frac{\omega_n}{P_A}, \tag{40}$$

atunci, din (38), ținînd seamă și de (39) se obține:

$$a_{10} = 0{,}835\ \frac{1}{\nu} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}}. \tag{41}$$

Relația (41) va fi reținută simultan cu relația:

$$a_{10} = \sqrt[n]{a_{t0}}, \tag{42}$$

unde a_{t0} reprezintă amplificarea totală în bandă.

b) Amplificatorul compensat cu inductanțe-serie

Dacă, și în acest caz, se consideră fiecare etaj lucrînd în regim de „maximum plat", atunci — pentru fiecare etaj — frecvența-limită este de 1,7 ori mai mare decît frecvența-limită a etajului necompensat [5 — vol. II, p. 292]. Deci, pentru un etaj, produsul cîștig-bandă va fi:

$$P_{1L} = 1{,}7\ \ P_A. \tag{43}$$

Pentru n etaje, fiecare lucrînd în regim de „maximum plat", se poate deduce, utilizînd teoria generală a acestor etaje [5], că:

$$a_{10}\,\omega_L = \frac{1{,}41}{\sqrt[4]{n}}\ P_A \text{ pentru } n > 3, \tag{44}$$

unde ω_L reprezintă pulsația-limită a amplificatorului cu n etaje.

Dacă s-ar utiliza un tub electronic cu produsul cîștig-bandă egal cu 10 MHz, atunci amplificatorul cu capacitate negativă (la $\gamma_i = 16$) este mai avantajos :

— pentru $a_{f0} = 10\,000$ la o bandă totală ce depășește 2,3 MHz ;

— pentru $a_{f0} = 1\,000$ la o bandă totală ce depășește 2,4 MHz.

În general, se poate deci desprinde concluzia că, pentru realizarea unei amplificări și a unei benzi totale relativ mari, amplificatorul compensat cu capacitate negativă este mai avantajos decît amplificatorul compensat cu inductanță.

BIBLIOGRAFIE

[1] Drăgănescu, M. *Asupra capacității de intrare în regim dinamic a tuburilor electronice.* În : Comunicările Academiei R.P.R., **VII**, nr. 5, 1957, p.515—519.

[2] Bell, P. R. *Negative capacity amplifiers.* În : Radiation laboratory series, vol. **19**, New York, Massachussets, Institute of Technology, 1949, p. 767—771.

[3] Atree, V. H. *The neutralisation of input capacitance of LF amplifiers.* În : Electronic Engineering, **21**, nr. 225, 1949, p. 162.

[4] Drăgănescu, M. *Expresii generale pentru capacitatea și inductanța de intrare a unui tub electronic.* În : Automatica și electronică, **I**, nr. 5, 1957, p. 209—212.

[5] Tănăsescu, T. *Manual de tuburi electronice*, vol. **I**, și **II**, București, Ed. Academiei R.P.R., 1955—1956.

[6] Aralov, M. S. *O svoistvah pentodov v rejime otrițatelnogo potențiala na tretei setke.* În : Radiotehnika i Elektronika, **III**, nr. 2, 1958, p. 292—296.

Ing. A. IACOB
Ing. V. MARIN

Stație de translație a emisiunilor de televiziune din canalul II în canalul IV O.I.R. (II)*

CZ 621.397.7

AUTOMATIZARE

În vederea automatizării și comenzii pornirii și opririi de la distanță, s-au executat :

— două unități similare ca principiu de funcționare și indici tehnici calitativi, dintre care : una să fie unitatea principală de lucru, iar cealaltă să intre automat în funcțiune în momentul defectării celei dintîi ;

— un sistem de relee care asigură comutarea automată pe unitatea de rezervă în momentul scăderii sub 25% a puterii emise de emițătorul în lucru, și care anunță comutarea — prin semnale acustice și optice — la centrul de comandă ;

— un sistem de telecomandă care permite comanda de la distanță, prin intermediul unei linii telefonice :

a — punerea în funcțiune a instalației ; b — semnalizarea intrării în funcțiune și a comutării automate ; c — alegerea unității de lucru principale, cealaltă devenind automat unitate de rezervă.

În figura 13 este dată schema de principiu a automatizării, a cărei explicație este următoarea :

Partea din stînga se găsește pe pupitrul de comandă la distanță, iar cea din dreapta, la stație.

Alimentarea circuitelor de telecomandă se face prin transformatorul coborîtor $Tr1$. Diodele $D1$ și $D2$ servesc ca redresoare.

Pornirea stației se face de la distanță, închizîndu-se cheia $K1$, care — pe calea F_1, D_1, K_2, K_4, K_5 — alimentează releul R_1, ale cărui contacte de lucru $1R1$ stabilesc alimentarea stabilizatorului de tensiune StV.

Odată acesta intrat sub tensiune, anclanșează R_2, R_4 și R_t. Prin contactul de lucru $2R2$ al lui R_2, se alimentează unitatea de bază pentru emisiune, alegere făcută după voie — cu ajutorul cheii K_3 — în felul următor.

Dacă cheia K_3 nu este închisă, releul R_6 nu este alimentat și, ca urmare, va primi alimentarea unitatea care lucrează pe contactele de repaus ale lui R_3, adică U_1 după schemă. În cazul în care se închide cheia K_3, releul R_6 primește alimentare pe linia F_3, D_3, K_3, K_2, K_4, R_6, D_5 și, anclanșînd, închide, prin contactul de lucru $1R6$, alimentarea lui R_3. De data aceasta, va lucra unitatea ce se alimentează prin contactele de lucru ale lui R_3.

Releul R_2, prin contactul său de lucru $3R_2$, închide alimentarea releului R_5 pe linia F_2, D_2, R_5, K_2, D_4, $3R_2$, care prin — contactul de lucru $1R_5$ — aprinde lampa cu neon N și arată că stația a primit comanda, întrerupînd totodată soneria S.

După un anumit timp (1 — 1,5s), după ce stația a primit comanda, releul termic R_t, alimentează releul R_4, care se automenține, apoi prin $1R_4$; în același timp — prin $2R_4$ — se întrerupe alimentarea lui R_2 și, prin $3R_4$, alimentarea lui R_t.

Dacă între timp unitatea comandată a intrat în funcțiune, atunci releul R_2 are o nouă cale de alimentare prin seria de contacte $5R_3$, $1R_{ei}$, $1R_{es}$ sau $6R_3$, $2R_{ei}$, $2R_{es}$, și întreruperea făcută de $2R_4$ nu-l deranjează. În caz

* Partea I a acestui articol a fost publicată în nr. 2/1962 al revistei „Telecomunicații".

se introduce amplificatorul de medie frecvență din nou pe vobulator.

Pentru a se vedea dacă schimbătorul *2* nu introduce procese supărătoare sau dacă emisia intră în reacție cu intrarea, se introduc pe rînd — prin atac direct — mai multe frecvențe, modulate la intrare, pe plăcile unui osciloscop de înaltă frecvență (10 MHz), și trebuie să se prezinte aceeași formă de undă cu anvelopă sinusoidală. În caz contrar, apar forme ciudate. Tot aici se vede dacă schimbătorul *2* intră în limitare și, de asemenea, se observă foarte bine dacă distorsiunile de amplitudine sînt mari.

Pentru acordul finalului la sarcină este bună metoda detectoarelor paralele, montate ca sonde, cu o capacitate de cuplaj foarte mică, astfel încît prezența lor să nu influențeze acordul etajului. Este foarte greu de observat dacă încărcarea pe care o prezintă antena este de așa manieră încît, prin divizorul capacitiv, să reflecte în circuitul dintre plăci o astfel de impedanță încît să se obțină transferul de putere maximă către antenă, la o anumită lățime de bandă. Pe voltmetrele din circuitele detectoarelor-sondă se vede destul de bine cum antena încarcă finalul. Pentru a nu se periclita banda, trebuie să se observe tot timpul mira emisă de translator pe un televizor apropiat. De altfel, lucrul pe un televizor situat la o distanță relativ mică este foarte util, și orice fenomen curios apărut pe el s-a constatat că nu s-a datorit faptului că televizorul era situat prea aproape — după cum s-ar fi putut crede — ci faptului că exista ceva care nu era în ordine, la emițător.

Facem observația că GU29, la curenții de grilă mai mari decît 5 mA, distorsionează simțitor. Se mai întîmplă iarăși un fenomen supărător, și anume : finalul de sunet interacționează cu imaginea, așa că acesta se ecranează pe cît posibil.

Se atrage atenția asupra faptului că tensiunea de ecrane trebuie să fie bine stabilizată. Stabilivoltul respectiv trebuie dimensionat în așa fel, încît să preia toată variația dinamică de curent pentru a nu apărea instabilități și reacții, pe cît de bizare, pe atît de supărătoare. De asemenea, rezistența de reducție a tensiunii — dacă se ia de la aceeași sursă cu cea anodică — trebuie decuplată foarte bine. În cazul de față, o decuplare necorespunzătoare a ecranului de la prefinalul sunet — la stația de 200 W — dădea naștere unei dungi albe, care se plimba pe ecran, cu o frecvență foarte mică, care a fost atribuită lipsei de sincronism între frecvența de turație a generatorului de alimentare a stației și frecvența rețelei București.

CONCLUZII

Sistemul de translator realizat reprezintă o variantă tot atît de valoroasă ca și cel cu demodulare și remodulare. În cazul măririi razei de acțiune a emițătoarelor, considerăm că este cel mai indicat, pentru faptul că nu pune probleme atît de delicate ca celălalt. Pentru lanțuri de radiorelee de tip „Vesna", cel cu demodulare și remodulare este suveran. Sistemul propus de noi prezintă avantajul că aportul său de zgomot la semnalul emis este mai mic și nu produce distorsiuni de fază mari. Nu pune problema unui modulator de bandă largă liniar, cu distorsiuni mici, și nici a filtrării unei bune părți dintr-o bandă laterală, probleme destul de dificile.

În cazul că se rezolvă problema sustragerii semnalului de sunet din calea de imagine printr-un circuit special de forma celui realizat de Thomson-Houdston, atunci la puteri sub 50 W sistemul prezintă avantaje nete. Dacă, în plus, se rezolvă și problema schimbării frecvenței la nivel înalt, atunci puterile emise vor putea ajunge la 500 W. Noi am izbutit să ajungem la 200 W pe tubul SRS-451, cu rezultate mulțumitoare. În acest caz soluția constructivă a etajului final merită să fie menționată. Din punctul de vedere al economicității, sistemul se poate realiza în țară, la un preț de cost relativ mic, nedepășind suma de 30 000 lei. Faptul că stația poate funcționa fără supraveghere, cu comandă de la distanță, face ca introducerea ei în rețeaua de televiziune să fie cît se poate de indicată. Ea poate deservi populația unui orășel — circa 1 000 — 2 000 de televizoare — cu o cheltuială mică, întrucît consumul ei nu depășește 0,75 kWh.

Ținînd seamă de elementele geometrice ale cablului, relația (8) devine:

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_G = \left[\frac{0{,}692 \sqrt{f}\, \varepsilon_r \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right)}{\ln \frac{D}{d}} + \right.$$

$$\left. + 10{,}44\, f \sqrt{\varepsilon_r}\, \mathrm{tg}\, \delta_r \right] 10^{-6}\ [\mathrm{N/km}]. \qquad (11)$$

În relația (11) primul termen al sumei exprimă atenuarea datorită pierderilor în metal (α_R), iar termenul al doilea exprimă atenuarea datorită pierderilor în dielectric (α_G).

Din aceeași relație mai constatăm că, în timp ce α_R variază cu rădăcina patrată a frecvenței, $\sqrt{f}$, α_G variază liniar cu frecvența f.

Dacă adoptăm dielectrici de calitate superioară, deci cu tg δ mici, se poate considera că $\alpha_G \cong 0$.

În figura 2 se vede cum variază α_R și α_G cu frecvența.

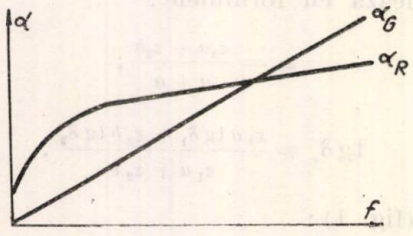


Fig. 2. Variația de frecvență a componentelor atenuării α_R și α_G.

Viteza de propagare în cablul coaxial este:

$$V = \frac{\omega}{\beta} = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon_r}}, \qquad (12)$$

unde $C = 300\,000\ \frac{\mathrm{km}}{\mathrm{s}}$ este viteza luminii.

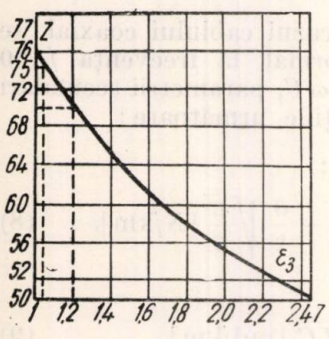


Fig. 3. Impedanța caracteristică Z a cablului, în funcție de constanta dielectrică ε a cablului pentru raportul $\frac{D}{d}$ 3,6.

Impedanța caracteristică variază odată cu ε_r.

Folosind relațiile (3), (4) și (10), se găsește:

$$z = 60 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d}. \qquad (13)$$

În figura 3 se prezintă funcția $Z = f\ (\varepsilon_r)$ cînd $\frac{D}{d} = 3{,}6$.

CARACTERISTICILE CONSTRUCTIVE ALE CABLURILOR COAXIALE

1. Construcția conductorului central

Materialul care se utilizează cel mai frecvent pentru construcția conductorului central este cuprul și mai puțin aluminiul.

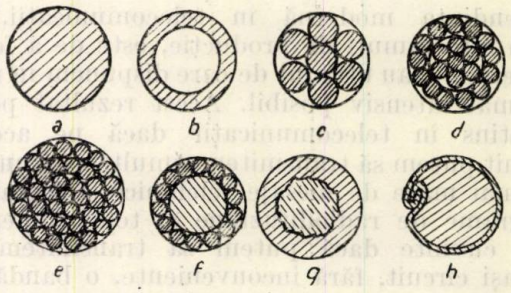


Fig. 4. Construcția conductorului interior al cablului coaxial.

Pentru conductorul central se adoptă mai multe tipuri constructive.

Tipul 4*a* este cel mai răspîndit. Pentru cabluri coaxiale de gabarite apreciabile, în vederea asigurării economiei de metal, se adoptă tipul 4*b*.

În cazul asigurării unei înalte elasticități, se adoptă 4*c*, 4*d*, 4*e*, 4*f*, iar pentru economia de metal se adoptă tipul bimetalic 4*g* sau 4*h* (cu miez de Al acoperit cu tablă de cupru).

2. Metode de izolare a vinelor în cablurile coaxiale

Izolația se realizează adeseori cu ajutorul unor discuri izolante, distanțate între ele cu

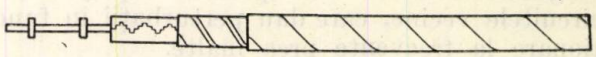


Fig. 5. Cablu cu izolație din discuri.

20—60 mm. Discurile pot fi construite din material ceramic, polistiren sau polietilen (tabela 1).

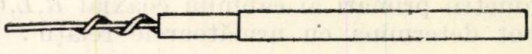


Fig. 6. Cablu cu izolație din spirale, cu secțiune dreptunghiulară.

Izolația spirală (fig. 6) are secțiunea rectangulară, cu pasul de spiralizare de 15—20 mm. iar grosimea dielectricului este de 1,5—2,0 mm.

Tabela 1

Nr. crt.	Tipul cablului	Materialul din care este confecționat discul	Distanța dintre discuri	Grosimea discului
1	5/18	material ceramic	60	5
2	5/18	polistirol	60	3
3	2,6/9,4	polietilen	25	28
4	1,83/6,7	polietilen	20	1,78

3. Conductorul exterior și mantalele protectoare

Conductorul exterior și mantalele protectoare cele mai frecvent folosite sînt arătate în figurile 7, 8 și 9.

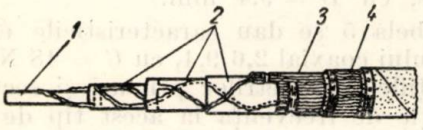


Fig. 7. Cablu cu izolație din stiroflex și conductorul exterior din semițevi:
1 — conductor interior; *2* — izolație din stiroflex; *3* — conductor exterior; *4* — conductor de întărire.

În figura 7 este reprezentat un cablu de conexiune, cu carcasa de stiroflex, în formă de

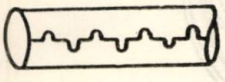


Fig. 8. Conductor exterior tip fulger.

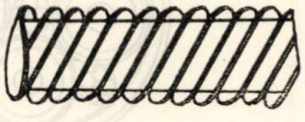


Fig. 9. Cablu cu conductor exterior din bandă gofrată.

semicilindru cu $\delta = 0{,}35$ mm, în figura 8 — un cablu coaxial cu conductorul exterior, de formă cilindrică, continuu, din cupru, cu $\delta = 0{,}25-0{,}13$ mm, iar în figura 9 cablul coaxial cu conductorul exterior în formă de tub gofrat (pentru cabluri magistrale) din Al, și protecția asigurată cu 2 B OL cu $\delta = 0{,}15 - 0{,}20$ mm și B = 10 — 15 mm.

În general, protecția cablurilor se asigură prin învelișuri metalice din tablă (ca în fig. 8) sau din sîrme de oțel.

În funcție de calitatea dielectricului, de tipul izolației și de frecvență, se prezintă — în tabela 2 — valorile ε_r și tg δ_r, calculate în condițiile relațiilor (10) și (11).

4. Raportul optim al diametrelor conductoarelor unui cablu coaxial

În funcție de materialul din care sînt executate conductoarele cablurilor coaxiale și de expresia atenuării, stabilită așa cum s-a arătat, se poate determina raportul optim $\left(\frac{D}{d}\right)$. Din relația (11) se poate determina raportul optim $\frac{l}{d}$, pentru care atenuarea este minimă.

Atenuarea minimă se obține cînd:

$$\ln \frac{D}{d} = 1 + \frac{d}{D}\sqrt{\frac{\gamma_d}{\gamma_D}}, \qquad (14)$$

unde γ_d, γ_D sînt conductivitățile metalelor din care sînt confecționate conductorul interior γ_d, respectiv cel exterior γ_D.

Raporturile $\frac{D}{d}$ optime pentru diferite metale se dau în tabela 3, considerîndu-se conductorul interior confecționat din cupru, iar cel exterior, din materiale indicate în tabela 3.

Tabela 2

Tipul cablului	Dielectricul	Tipul izolației a-gros. discului b-dist. dintre discuri, mm	Raportul volumelor $\frac{V_{dielectr.}}{V_{aer}}$, %		f = 1.10⁶ Hz	f = 5.10⁶ Hz	f = 1.10⁷ Hz	f = 1.10⁸ Hz	f = 5.10⁸ Hz	f = 1.10¹⁰ zH
			tgδ_r = 10⁻⁴							
5/18	Material ceramic	Discuri cu a = 3 b = 60	1,19	5	1,1	1,0	0,9	—	—	—
5/18	Material ceramic	Discuri cu a = 5 b = 60	1,25	8,3	1,2	1,1	1,1	—	—	—
5/18	Polistirol	Discuri cu a = 3; b = 60	1,09	5	0,35	0,35	0,3	0,5	1,6	—
5/18	Stiroflex	Discuri cu 2 spirale	1,19	12	0,75	0,8	1,0	1,2	1,35	1,5
1,83 6,7	Polietilen	Discuri a = 1; b = 20	1,10	5	0,37	0,38	0,48	0,7	0,75	—
2,6 9,4	Polietilen	Discuri cu a = 2,2; b = 25	1,10	8,8	0,5	0,5	—	—	—	—
2,6 9,4	Polistirol	Discuri cu a = 2; b = 20	1,08	10	0,6	0,6	—	—	—	—
2,6 9,4	Polietilen	Cordel	1,38	10	9,8	20	—	—	—	—
2,6 9,4	Polietilen	Spirală rectangulară	1,08+1,10	5—6	0,4	0,4	0,5	—	—	—
5/18	Stiroflex	Carcasă	1,13	8	0,56	0,6	0,8	0,9	10	11

Tabela 3

Raportul	Cupru	Aluminiu	Fier	Plumb	Zinc
$\frac{D}{d}$	3,6	3,9	4,2	5,2	4,3

În graficul prezentat în figura 10 se vede variația $\alpha = f\left(\frac{D}{d}\right)$ pentru diferite metale.

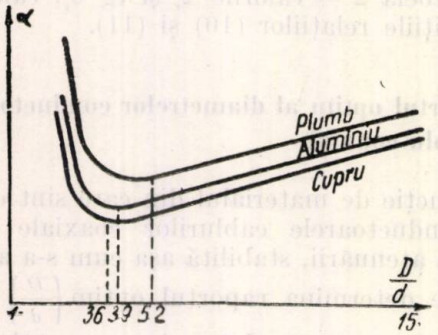


Fig. 10. Curbele dependenței atenuării $\frac{D}{d}$ pentru cabluri din diferite metale.

Datele constructive optimale ale unui cablu coaxial, ținînd seamă de cele arătate în tabela 3 și în figura 10, sînt prezentate în tabela 4.

Tabela 4

Nr. crt.	$\frac{D}{d}$	$Z = \sqrt{\frac{L}{c}}$	Avantajul construcției
1	3,6	$\frac{76,6}{\sqrt{\varepsilon_r}}$	Atenuare rapidă
2	2,718	$\frac{59,9}{\sqrt{\varepsilon_r}}$	Rigiditate electrică maximă la străpungere
3	1,6+1,8	$\frac{30}{\sqrt{\varepsilon_r}} + \frac{36}{\sqrt{\varepsilon_r}}$	Puterea ce se poate transmite este maximă

5. Principalele tipuri de cabluri coaxiale folosite în tehnica actuală

Pe liniile magistrale internaționale se folosesc cabluri de tip combinat, care se compun din două, patru sau șase perechi coaxiale și din cîteva cuarte de construcție simetrică.

Cablurile coaxiale magistrale se împart, în funcție de diametrele conductoarelor, în trei tipuri, și anume: 1,83/6,7; 2,9/9,4 și 5/18; cel mai utilizat cablu coaxial este tipul 2,6/9,4 (fig. 11).

Cablul e format din patru perechi coaxiale și din cinci cuarte în formă de stea. Fiecare pereche coaxială este constituită din conductorul central de cupru cu $d = 2,6$ mm și din conductorul exterior în formă de tub, ca în figura 8, cu $D = 9,4$ mm.

În tabela 5 se dau caracteristicile electrice ale cablului coaxial 2,6/9,4, cu $C = 48$ N F/km.

Variațiile parametrilor primari și secundari, în funcție de frecvența la acest tip de cablu, sînt prezentate în figurile 12 și 13.

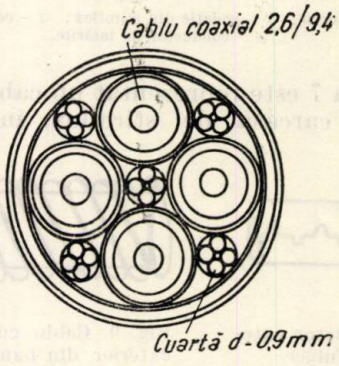


Fig. 11. Secțiunea unui cablu combinat (2,6/9,4).

În afară de cablul 2,6/9,4, se utilizează de asemenea cablul de tip 5/18 (fig. 14), care se compune dintr-o pereche coaxială și pînă la 26 circuite simetrice.

Tabela 5

f Hz	R Ω/km	L MHy/km	$G\ 10^6$ mΩ/km	Z	α mN/km	β rad/km	V km/s
1	2	3	4	5	6	7	8
$6 \cdot 10^4$	10,206	0,2883	0,72	77,907	66	1,397	$2,696 \cdot 10^5$
$1 \cdot 10^5$	13,177	0,2822	1,19	77,039	86	2,303	$2,727 \cdot 10^5$
$5 \cdot 10^5$	29,468	0,2706	5,97	75,390	198	11,268	$2,786 \cdot 10^5$
$1 \cdot 10^6$	41,675	0,2678	11,93	75,390	282	22,420	$2,801 \cdot 10^5$
$1,5 \cdot 10^6$	51,051	0,2666	17,90	74,827	348	33,551	$2,807 \cdot 10^5$
$2,0 \cdot 10^6$	58,928	0,2659	23,86	74,724	403	44,675	$2,811 \cdot 10^5$
$2,5 \cdot 10^6$	65,887	0,2654	29,83	74,653	452	55,790	$2,814 \cdot 10^5$
$3,0 \cdot 10^6$	72,180	0,2650	35,80	74,601	497	66,901	$2,816 \cdot 10^5$
$3,5 \cdot 10^6$	77,973	0,2647	41,76	74,561	538	78,009	$2,817 \cdot 10^5$
$4,0 \cdot 10^6$	83,349	0,2645	47,73	74,529	577	89,116	$2,818 \cdot 10^5$
$4,5 \cdot 10^6$	88,392	0,2643	53,69	74,503	613	100,218	$2,819 \cdot 10^5$
$5,1 \cdot 10^6$	93,184	0,2642	59,66	74,479	648	11,319	$2,820 \cdot 10^5$
$5,5 \cdot 10^6$	97,727	0,2640	65,63	74,459	681	122,417	$2,821 \cdot 10^5$
$6,0 \cdot 10^6$	102,061	0,2639	71,59	74,442	712	133,515	$2,822 \cdot 10^5$

În tabela 6 se prezintă date comparative ale celor mai actuale tipuri de cabluri coaxiale folosite în diferite țări. Dintre cablurile fabricate în Franța, cel mai mare interes îl prezintă

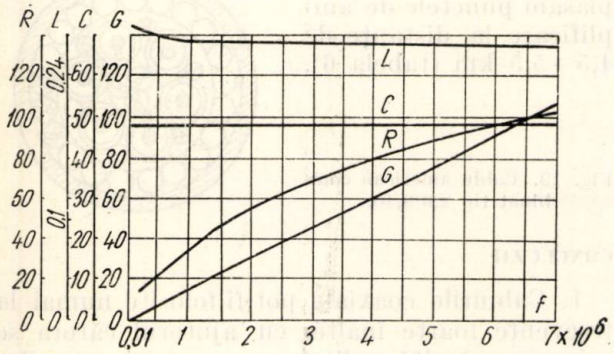


Fig. 12. Variația de frecvență a parametrilor primari ai cablului coaxial de tipul 2,6/9,4.

cablul 0,9/3,2 (fig .15). Acest cablu poate funcționa cu $f = \div 300$ kHz, asigurînd un număr

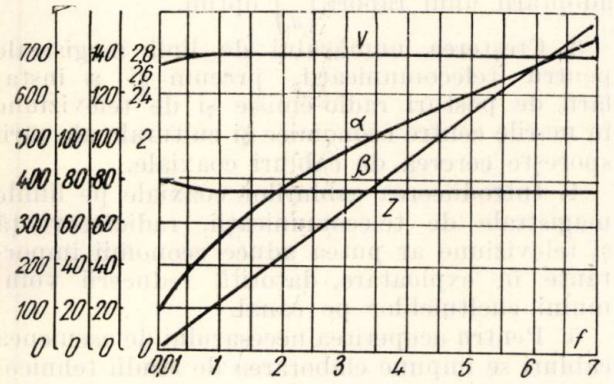


Fig. 13. Variația cu frecvență a parametrilor secundari ai cablului coaxial de tipul 2,6/9,4.

de 60 canale. Distanța dintre stațiile de amplificare este 8—10 km. Caracteristicile electrice

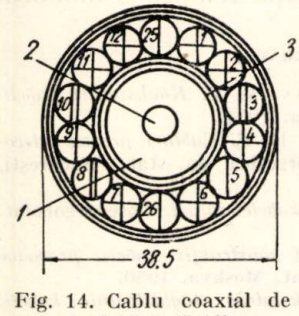


Fig. 14. Cablu coaxial de tipul 27 *D* (5/18):

1 — izolația cu discuri de frecvență; *2* — conductor interior Ø = 5; *3* — conductor exterior cupru, Ø interior = 18, grosimea = 0,35.

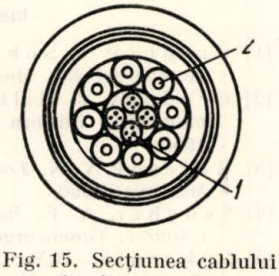


Fig. 15. Secțiunea cablului cu circuite coaxiale de tipul 0,9/3,2:

1 — cuarte cu diametrul vinelor 0.6; *2* — perechi coaxiale.

ale cablului francez 0,9/3,2 sînt:

$Z = 65\ \Omega$ la $f = 300$ kHz
$\alpha = 0{,}65$ N/km la $f = 300$ kHz.

Tabela 6

Țara	Telefonie: Tipul cablului	Telefonie: Nr. canalelor	Telefonie: Spectrul de frecvență MHz	Telefonie: Distanța dintre stațiile de amplificare, km	Televiziune: Nr. canalelor	Televiziune: Spectrul de frecvență MHz	Televiziune: Distanța dintre stațiile de amplificare, km	Sistemul de legătură	Parametri cablului f-1MHz: Z, CnF/ΩKm B N/km	Caracteristicile circuitelor pentru televiziune	Construcția cablului: Dielectricul	Construcția cablului: Conduct. exterior	Nr. perechilor coaxiale cuprinse în cablu
U.R.S.S.	2,6/9,4	900	4	12	625	6	8—10	Monocablu	75 48	Separate	Discuri din polietilenă	Cu (fig. 11)	2—4
U.R.S.S.	2,6/9,4	1 800	8	6	625	1,9—8	6	Monocablu	75 48	Separate	Discuri din polietilenă	Cu (fig. 11)	2—4
R.D.G.	5/18	200	0,69	35	405	1—4	17,5	Cu două cabluri	70 50	Împreună cu circuitul de telefon	Cordel de stiroflex	Cu sau Al	1
S.U.A.	1,83/6,7	480	2,06	8,5	525	5	—	Monocablu	75 47	Separate	Discuri de polietilenă	Cu (fig. 11)	6—8
S.U.A.	2,6/9,4	1 860	8,5	4,5—5,5	525	3,6—8,5	4,5—5,5	Monocablu	75 48	Împreună cu circuitul telefonic	Discuri din polietilenă	Cu (fig. 11)	4—8
Anglia	2,8/10,2	960	5	9—10	625	5	8—10	Monocablu	74 47	Separate	Spirală din polietilenă	Tub de Al	4
Franța	5/18	960	5	14—16	819	10,8	8—10	Monocablu	70 50	Separate	Discuri ceramice	Semitub de Cu	2
Franța	0,9/3,2	60	0,3	8—10	—	—	—	Monocablu	65 —	—	Spirală din polietilenă	Benzi de Cu	2—8

Cablul francez coaxial 5/18 este prezentat în figura 16.

El conține :

- două perechi coaxiale 5/18 ;
- două perechi coaxiale 2,6/9,4 ;
- opt perechi coaxiale 0,9/3,2 ;
- un număr oarecare de cuarte cu Ø = 0,6 mm.

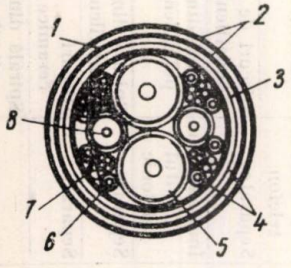


Fig. 16. Secțiunea unui cablu combinat :

1 – armătură 2 mm ; *2* – iută 1,2 mm ; *3* – plumb 2,4 mm ; *4* – *3* straturi hîrtie 1,2 mm ; *5* – perechi coaxiale ; *6* – perechi coaxiale 0,9/3,2 ; *7* – cuarte cu diametrul vinelor 0,6 ; *8* – perechi coaxiale cu 2,6/9,4.

Un oarecare interes îl prezintă și noua construcție de cablu coaxial executat în Anglia, de tipul 2,8/10,2 (fig. 17).

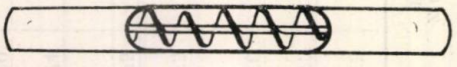


Fig. 17. Cablu englez cu izolație de polietilenă în spirală și manta de aluminiu.

După caracteristicile sale electrice, acest cablu este identic cu cablul 2,6/9,4.

Cablul 2,8/10,2 este executat din conducte de cupru cu Ø = 2,8 mm, cu izolație aer-polietilen și în manta de aluminiu cu diametrul interior de 10,2 mm (fig. 17). Izolația are forma unei spirale deschise din cordel cu $\varepsilon_r = 1{,}08 - 1{,}1$. Mantaua de Al îndeplinește un dublu rol, și anume : conductor exterior și strat protector împotriva pătrunderii umidității.

În S.U.A. se utilizează două tipuri de cabluri coaxiale, și anume : 1,83/6,7 (fig. 18) și 2,6/9,4

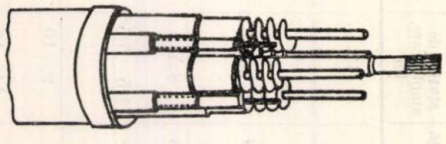


Fig. 18. Cablu englez combinat.

(fig. 19). Cablurile au izolația din discuri de polietilenă. Stratul protector exterior are forma unui cilindru continuu (fig. 19).

Cablurile americane au pînă la 1 860 canale telefonice în gama de frecvență 312 ÷ 8 284 kHz. Dacă este necesar. să transmitem programe de televiziune, atunci gama de frecvență ce o ocupă asemenea programe este de 3 639 ÷ 8 500 kHz. În acest scop, trebuie să plasăm punctele de amplificare la distanțe de 4,5—5,5 km (tabela 6).

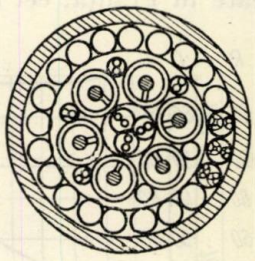


Fig. 19. Cablu american combinat tip 2,6/9,40.

CONCLUZII

1. Cablurile coaxiale pot fi folosite numai la frecvențe foarte înalte, cu ajutorul cărora se asigură o înaltă calitate a recepției semnelor telefono-telegrafice.

2. Datorită caracteristicilor electrice, cablurile coaxiale magistrale reprezintă un stadiu înalt al tehnicii cablurilor de telecomunicații, prin obținerea unei atenuări minime pe baza adoptării unui raport $\left(\frac{D}{d}\right)$ optim.

3. Creșterea numărului de linii magistrale pentru telecomunicații, precum și a instalării de posturi radio-emisie și de televiziune în marile centre economice și culturale ale țării sporește cererea de cabluri coaxiale.

4. Introducerea cablurilor coaxiale pe liniile magistrale de telecomunicații, radiofrecvență și televiziune ar putea aduce economii importante în exploatare, datorită reducerii volumului cheltuielilor pe canal.

5. Pentru acoperirea necesarului de asemenea cabluri se impune elaborarea de studii tehnico-economice, care să abordeze posibilitatea însușirii, la noi în țară, a cablurilor coaxiale în cadrul fabricilor de cabluri existente.

6. Există condiții ca industria de cabluri electrice și sectorul de telecomunicații din R.P.R. să-și poată însuși și utiliza asemenea produse de înaltă eficiență tehnico-economică.

BIBLIOGRAFIE

[1] Grodnev și Sokolov, V. V. *Koaksialnie kabeli.* Gosenergoizdat, Moscova, 1954.

[2] Grodnev și Miller, B. F. *Cabluri pentru telecomunicații.* Editura energetică de stat, București, 1950.

[3] Kuleșov, V. N. *Teoria kabelei sviazi.* Gosenergoizdat, Moscova, 1950.

[4] Sengher, A. F. *Rasciot konstrukții kabelei provodor i șnurov.* Gosenenrgoizdat, Moskva, 1950.

[5] Lakernik, R.M. *Koaksialnie maghistralnie kabeli.* Gosenergoizdat, Moskva, 1956.

Ing. N. IONESCU

Coexistența liniilor de telecomunicații și de energie electrică pe stîlpi comuni

CZ 621.394.73 :621.395.61 :621.315.24 :621.315.17

Întrebuințarea cît mai rațională a materialului lemnos este de cea mai mare importanță pentru economia noastră națională.

Rețelele de telecomunicații precum și cele de distribuție de energie electrică necesită mari cantități de stîlpi ce se cifrează la sute de mii de metri cubi pe an.

De aceea, folosirea în comun a stîlpilor de către liniile de telecomunicații și de energie electrică este tot mai mult justificată, nu numai de avantajele economice pe care le prezintă prin reducerea consumului de material lemnos, dar și de avantajele pe care le prezintă, mai ales în orașe, din punct de vedere urbanistic, prin reducerea numărului de trasee electrice aeriene pe străzile orașului.

Acest mod de construcție este cunoscut de multă vreme și s-a răspîndit destul de repede, însă — dat fiind faptul că telefonia folosește în general tensiuni foarte mici care nu sînt periculoase pentru personal — se impun anumite condiții de securitate, din cauza pericolului tensiunii electrice la care instalațiile telefonice ar fi supuse prin prezența pe aceiași stîlpi a liniilor de energie comportînd tensiuni periculoase.

Comisia a 5-a de studii a C.C.I.T.T. [1] s-a ocupat de problema securității în exploatările pe stîlpi comuni și a făcut un apel către administrațiile exploatărilor de energie electrică și ale celor de telecomunicații, în scopul ca acestea să transmită constatările și rezultatele obținute fie din punctul de vedere al securității personalului și instalațiilor, fie din acela al calității legăturilor de telecomunicații. Concluziile nu sînt încă definitivate.

În acest articol se expun unele aspecte ale situației actuale, la noi în țară, a utilizării stîlpilor în comun în condițiile prevăzute de prescripțiile cuprinse în STAS 831-54, care este în curs de revizuire [4].

Înainte de anul 1954, folosirea în comun a stîlpilor de energie electrică cu linii de telecomunicații era limitată la linii cu tensiunea de maximum 220 V între fază și pămînt și la fire pentru abonați telefonici.

Firele telefonice, izolate electric, se montau pe stîlpii rețelelor de energie electrică, însă instalarea conductoarelor de energie electrică pe stîlpi de telecomunicații nu era admisă.

Începînd cu anul 1954, Direcția generală a poștelor și telecomunicațiilor, în colaborare cu alte instituții — Ministerul Energiei Electrice, Întreprinderea de transporturi-București, Întreprinderea regională de electricitate-București, Institutul de protecția muncii, Sfatul popular-București etc. —, a elaborat prescripții pentru utilizarea în comun a stîlpilor, care au fost publicate în STAS 831-54. În aceste prescripții este arătat modul de cooperare între părți, de planificare și coordonare a lucrărilor, de construire și întreținere a fiecărei linii de stîlpi etc.

Ulterior — în baza experienței din U.R.S.S. [1] — în anul 1958 s-a studiat și s-a construit între comunele Apoldul de Jos și Luduș un fider de radioficare cu tensiunea de 960 V pe o linie de înaltă tensiune de 15 000 V [5], și s-a constatat că este posibilă reducerea zgomotului perturbator precum și limitarea riscurilor de accidente prin măsuri de protecție, prin transpunerea firelor, prin rezervarea unui spațiu de urcare pe stîlp, plăci avertizoare și — desigur — prin respectarea regulilor de tehnica securității de către personalul de întreținere. Pe baza acestei experiențe, s-a extins folosirea tensiunilor înalte și în alte regiuni, astfel încît în prezent există în țară peste 1 200 stîlpi folosiți în comun de către liniile de radioficare și liniile de energie electrică în tensiunea de 1 000 la 15 000 V, metodă care însă, deocamdată, nu poate fi recomandată pentru o largă răspîndire, datorită dificultăților care se ivesc în exploatare.

Posibilitățile de construcție a liniilor pe stîlpi comuni pot fi separate în două categorii principale, și anume:

— construcții pentru joasă tensiune (la care tensiunea liniei de energie între fază și pămînt nu depășește 220 V valoare efectivă);

— construcții pentru înaltă tensiune (cu linii de energie avînd tensiune pînă la 15 000 V inclusiv).

În ambele cazuri curentul, pe linia de energie, poate fi monofazat sau trifazat, la 50 Hz.

Pentru a răspunde diferitelor situații, proiectul de standard, revizuit, prevede și întocmirea unor studii tehnico-economice pe baza cărora să se poată trece la folosirea în comun a stîlpilor. Cazurile principale pe care trebuie să le aibă în vedere proiectantul la întocmirea acestor studii sînt:

a) O linie nouă se instalează pe un traseu pe care există o altă linie; linia nouă se va monta pe stîlpii existenți numai dacă aceștia corespund condițiilor de gabarit și rezistență mecanică. În caz contrar, stîlpii existenți se vor înlocui cu stîlpi corespunzători, bineînțeles dacă și criteriile economice sînt favorabile.

b) Două sau mai multe linii sînt instalate pe același traseu, dar pe stîlpi diferiți pînă la data aplicării prescripțiilor; în aceste cazuri, lucrările de trecere pe stîlpii comuni corespunzători se vor executa cu ocazia primei reparații capitale sau a modernizărilor, dacă circuitele de pe una dintre liniile de stîlpi nu trec în cablu subteran.

c) Schimbarea liniei de stîlpi se va face de către instituția care o are în mijloacele ei de bază, iar trecerea circuitelor celorlalte instituții pe noua linie se va face de către acestea, aplicîndu-se principiul că „acela care cauzează modificarea va suporta cheltuielile". Schimbarea nu se va face decît cu avizul celorlalte instituții interesate, care să fie încunoștințate din timp.

d) Construirea liniilor noi se va organiza în așa fel, încît — pe traseele cu utilizare comună a stîlpilor — instalarea liniilor să fie făcută concomitent.

e) Proiectele instalațiilor noi de circuite pe liniile de stîlpi existente vor avea avizul instituției care exploatează aceste linii. Începerea lucrărilor pe trasee existente se face numai după avertizarea tuturor instituțiilor care exploatează circuitele de stîlpi comuni.

f) Lucrările noi executate pe traseele existente se pun în funcțiune numai după recepția lor de către o comisie din care fac parte delegații instituțiilor care exploatau circuitele de pe linia de stîlpi dată încă înainte de executarea lucrărilor a căror recepție se cere. Comisia va stabili dacă liniile sînt executate în condițiile prevăzute de prescripțiile și normele în vigoare și numai după aceasta va aviza punerea lor în funcțiune.

g) Întreținerea, consolidarea și înlocuirea stîlpilor comuni se execută de către instituția care are linia de stîlpi în mijloacele sale de bază.

h) Întinderea fiderelor de radioficare în comun cu conductoarele liniei de energie electrică în tensiunea de la 1 la 15 kV (inclusiv) se admite numai în următoarele condiții:

— cînd în direcția dată nu sînt justificate din punct de vedere tehnico-economic nici instalarea de cabluri subterane și nici construirea de linii de radioficare pe stîlpi separați;

— dacă linia trifazată are neutrul izolat față de pămînt;

— dacă starea liniei de energie electrică corespunde regulilor tehnice și normelor atît din punct de vedere tehnic, cît și din acela al înălțimii stîlpilor;

— dacă linia de energie electrică este întreținută de personalul permanent al întreprinderii de electricitate respectivă;

— dacă se iau măsuri de protejare pentru înlăturarea pericolelor de accidentare a personalului, în conformitate cu instrucțiunile Direcției generale a poștelor și telecomunicațiilor, pentru construirea și întreținerea fiderelor de radioficare pe stîlpii liniilor de energie electrică cu tensiunea de 1—15 kV.

CONSTRUCȚII PENTRU JOASĂ TENSIUNE

Atît perspectivele de dezvoltare a folosirii în comun a stîlpilor, cît și problemele de urbanistică, puse în ultimul timp în țara noastră, au avut ca rezultat creșterea rapidă a numărului de stîlpi folosiți în comun la peste 90 000 de bucăți, din care peste 90% sînt folosiți de liniile telefonice pe stîlpi comuni în linii de energie electrică de joasă tensiune.

În prescripțiile din standardul revizuit în anul 1960 și 1961 nu a fost formulată nici o restricție pentru asemenea construcții, firele telefonice și firele de energie electrică putînd fi neizolate.

Aceste construcții se folosesc peste tot acolo unde liniile pentru iluminat public sau particular întîlnesc liniile telefonice de abonați sau linii locale de joasă frecvență. În același fel se construiesc asemenea linii în Anglia încă din anul 1952 [2].

În acest caz distanța dintre firul cel mai de jos al liniei de energie electrică și firul cel mai de sus al liniei telefonice în punctul de fixare pe stîlp este de 1,5 m, iar în deschidere distanța este de 1,25 m.

CONSTRUCȚII PENTRU ÎNALTĂ TENSIUNE

Aceste construcții se limitează pe partea liniilor de energie electrică la 15 000 V (tensiune destul de răspîndită la noi în țară). În acest caz, izolația conductoarelor de telecomunicații trebuie să aibă o rigiditate dielectrică de o valoare suficientă pentru a rezista tensiunilor de străpungere.

În tabela 1 se prezintă natura conductoarelor și izolația acestora în funcție de tensiunea liniei de energie electrică.

De asemenea, în aceste cazuri experiența a dovedit că, dacă lungimea liniei comune nu depășește 1 km nu apar dificultăți cauzate de zgomote datorite influenței electrice.

Pe lungimi mai mari însă, aceste fenomene devin sensibile și trebuie introduse transpuneri ale fiderelor. Astfel, transpunerea fiderului de radioficare cu tensiunea nominală de 960 V, care se găsește pe un traseu comun cu linia de energie de 15 000 V pe o distanță de 5—10 km, se face o singură dată la mijlocul liniei de radioficare. Același fider pe traseu comun mai lung decît 10 km va avea conductoarele transpuse din 2 în 2 km.

Liniile de energie electrică cu tensiunea de 3—15 kV, care nu funcționează în regim bine echilibrat, se proiectează cu fazele transpuse din 4 în 4 km pe stîlpi comuni pe baza unui calcul de inducție. În acest caz fiderul de

Tabela 1

Tensiunea liniei de energie electrică	Natura conductoarelor	Izolarea conductoarelor
$U \leqslant 250$ V (între fază și pămînt)	— fire de telecomunicații și de radioficare — fidere de radioficare cu tensiunea de maximum 360 V	izolate sau neizolate Notă: linia de abonat cu fire neizolate.
250 V $< U <$ 1 000 V între fază și faze pămînt	— fire izolate de telecomunicații — fidere de radioficare cu tensiunea de 240 V, dacă între acestea și linia de energie electrică există linii de distribuție electrică 380/220 V — fidere de radioficare cu tensiunea de 360—960 V	minimum 1 500 V se protejează la tensiunea maximă de 250 V neizolate (sau izolate) neizolate (sau izolate)
1 000 V $\leqslant U \leqslant$ 6 000 V	— fidere de radioficare de 240 V, dacă între acestea și linia de energie electrică de înaltă tensiune există linii de distribuție electrică 380/220 V — fidere de radioficare cu tensiunea de 360—960 V	neizolate (sau izolate) neizolate (sau izolate)
$U =$ 15 000 V între faze	— fidere de radioficare cu tensiunea de 480—960 V	

radioficare va fi transpus la mijlocul fiecărei porțiuni de 4 km.

Dacă rezultatele nu sînt satisfăcătoare, transpunerea fazelor și a fiderului de radioficare se va face mai des. Liniile de radioficare se transpun, de obicei, după indicele 4 din schema de transpunere [5].

Distanța minimă între firul cel mai de jos al liniei de înaltă tensiune și cel mai de sus al fiderului de radioficare este de minimum 2 m în punctele de susținere a firelor pe stîlp și de minimum 1,5 m în deschidere. Distanța minimă de la sol la firul cel mai de jos al fiderului va fi aceeași ca pentru liniile de energie pînă la 1 kV.

Este de remarcat faptul că în alte țări, ca spre exemplu în Anglia, pe aceiași stîlpi se montează atît fire telefonice izolate cît și fire de energie electrică avînd tensiunea de 11 000 V, între faze [2], soluție care la noi în țară nu a fost admisă.

O dată cu dezvoltarea fabricării la noi în țară a firelor izolate cu materiale corespunzătoare se va putea trece — pe baza unor studii — la utilizarea stîlpilor în comun pentru linii de energie electrică cu tensiuni de peste 1 000 V și fire telefonice izolate fără restricții speciale.

ÎNCRUCIȘĂRI ÎNTRE BRANȘAMENTE DE ENERGIE ELECTRICĂ ȘI LINII TELEFONICE

Regimul încrucișărilor între liniile de energie electrică și liniile de telecomunicații este prevăzut în prescripțiile din STAS 6290-61, care se aplică încrucișărilor noi ce intervin între liniile de energie electrică și cele de telecomunicații.

Punerea liniilor existente în punctele de încrucișare în concordanță cu prevederile standardului se face cu ocazia primelor lucrări de reparații capitale, executate fie pe liniile de energie electrică, fie pe cele de telecomunicații, dar nu mai tîrziu de trei ani de la data intrării în vigoare a standardului [3].

POZIȚIA CONDUCTOARELOR LA ÎNCRUCIȘĂRI

Ca principiu general, liniile de energie electrică vor traversa liniile de telecomunicații pe deasupra acestora. Ca excepție de la această regulă, atunci cînd pentru branșamentele de energie electrică traversarea liniilor de telecomunicații nu va putea fi făcută pe deasupra acestora, folosind un stîlp special sau un stîlp al liniei de telecomunicații, cu acordul părților stabilit prin norme se va putea face subtraversarea folosind conductoare izolate corespunzător. Deci Direcția regională P.T.T.R. și întreprinderea de electricitate respectivă au datoria de a executa încrucișări între liniile de telecomunicații și cele de energie electrică, cu respectarea STAS 6290-61 precum și a „Normelor pentru încrucișări între branșamentele de energie electrică și liniile telefonice".

Este de reținut că, pentru branșamentele de energie electrică, subtraversarea este permisă numai cu conductoare izolate electric și rezistente la intemperii, conform STAS 4379-60. Conductoarele se vor monta în plan vertical, cu nulul deasupra firului de fază [6].

CONDIȚII PENTRU ASIGURAREA SECURITĂȚII

Pentru asigurarea securității instalațiilor și personalului sînt prevăzute poziții corespunzătoare de utilizare pe stîlpi, spații de urcare pe stîlpi, plăcuțe avertizoare, protectoare, transformatoare, separatoare etc.

În prescripțiile din standard se arată ordinea de succesiune a instalațiilor, respectîndu-se

deoarece pentru benzile de UUS este îndeplinită condiția:

$$f_{max} - f_{min} \approx 0{,}15\, f_{med},$$

condiție ce corespunde benzii de frecvență în care compensarea este eficace.

În cazul amplificatorului de RF cu punct mediu al circuitului de intrare la masă (fig. 2 și 4), componenta activă a impedanței de intrare are valoarea [3];

$$R_{int} = \frac{1}{p\,S_{din} + G_g}, \qquad (8)$$

în care:

$$p = \frac{U_{mc}}{U_{gc}} = \frac{L_{mc}}{L_2};$$

m este punctul de masă;

c — catoda.

Dacă $p = 0$, schema se transformă în montajul cu catoda la masă; dacă $p = 1$, montajul este cu grila la masă. Din analiza celor două scheme prezentate — cu grila la masă și cu punctul mediu al circuitului de intrare la masă — reiese că în cazul montajului cu punctul mediu la masă, care are o impedanță de intrare în tub superioară celui cu grila la masă, se obține un cîștig în ceea ce privește valoarea factorului de transfer al tensiunii la circuitul de intrare — relația 4 —, din care cauză acest montaj

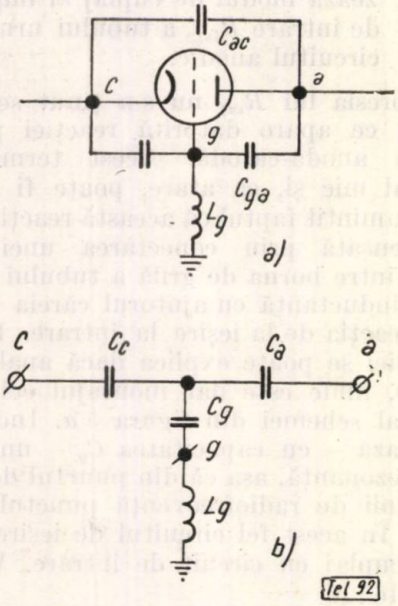


Fig. 5. Compensarea reacției între circuitul de ieșire și circuitul de intrare al unui etaj de înaltă frecvență cu grila la masă.

este din ce în ce mai mult folosit în prezent. La montajul cu punctul mediu al circuitului de intrare la masă, o dată cu creșterea impedanței de intrare, crește și reacția parazită prin capacitățile C_{ga} și C_{ac}, ceea ce constituie dezavantajul schemei. Situația cea mai bună se obține atunci cînd p are o valoare cuprinsă între 0,2 și 0,3. La acest montaj este necesar,

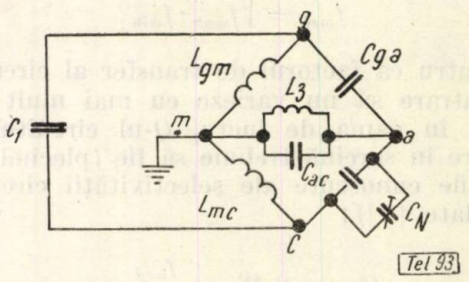


Fig. 6. Schema echivalentă a etajului de radiofrecvență din figura 2.

în același timp, să se facă compensarea reacției de la ieșire spre intrare. Aceasta se poate face într-un montaj în punte (fig. 6), la care există condensatorul C_n pentru echilibrarea punții. Echilibrul are loc cînd:

$$\frac{\omega L_{gm}}{\frac{1}{\omega C_{ga}}} = \frac{\omega L_{mc}}{\frac{1}{\omega (C_{ac} + C_n)}} \text{ sau știind că } p = \frac{L_{mc}}{L_{mc} + L_{gm}},$$

rezultă:

$$C_n = C_{ga}\frac{1-p}{p} - C_{ac}. \qquad (9)$$

Se constată că este necesar să folosim tuburi cu capacitatea C_{ac} mică. Acest tip de compensare este foarte avantajos, deoarece reglajul nu este critic și, după cum se vede, nu depinde de frecvență. În figura 4 este arătat alt tip de compensare. Aici, în paralel pe capacitatea C_{ga}, se pune inductanța L_n formînd astfel un circuit-derivație, care se acordă pe frecvența f_{med} [relația (1)]. Reglarea este însă critică și nu este prea eficace, din care cauză acest fel de compensare nu este folosit decît foarte rar.

Este necesar să se analizeze cele două tipuri de etaje amplificatoare de RF atît din punctul de vedere al impedanței de ieșire, cît și din acela al factorului de transfer.

Cele două componente ale impedanței de ieșire la montajul cu grila la masă (cu capacitatea C_{ac} necompensată, așa cum este folosit de obicei montajul) sînt [3]:

$$R_{ieș} = R_i \frac{1}{1 - \frac{S}{G'_A + S + G_g}} = R_i\left[1 + \frac{S}{G'_A + G_g}\right]; \qquad (10\ a)$$

$$C_{ieș} = C_{ga} + C_{ac}\left[1 + \frac{S}{G'_A + G_g}\right], \qquad (10\ b)$$

în care :

$$G'_A = \frac{1}{n^2}\left(m^2 \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R'_{int}}\right);$$

R'_{int} este impedanța proprie a circuitului (la rezonanță) de la intrarea amplificatorului RF ;

R_A — rezistența antenei (sau impedanța caracteristică a cablului de coborîre) ;

n — parametrul de cuplaj ce caracterizează modul cum este cuplat tubul cu circuitul de intrare ;

m — parametrul de cuplaj ce caracterizează modul cum este cuplată antena (fiderul) cu circuitul de intrare.

Cunoscînd aceste mărimi, se poate calcula factorul de transfer al puterii amplificatorului RF, care este [3] :

$$K_{P.R.F.} = \frac{S^2 G'_A R_i}{(G'_A + G_g + S)(G'_A + G_g)} \qquad (11)$$

și factorul de transfer al tensiunii (la rezonanță) :

$$K_{VRF} = SZ = \frac{m_1 n_1 S}{\frac{1}{R}} = \frac{m_1 n_1 S}{m_1^2\left(\frac{1}{R_{ieș}} + \frac{1}{R_s}\right)} =$$

$$= \frac{m_1 n_1 S}{m_1^2 \frac{1}{R_{ieș}} + \frac{1}{R_1} + n_1^2 \frac{1}{R_{int_2}}}. \qquad (12)$$

Se știe că montajul funcționează stabil, dacă este îndeplinită binecunoscuta condiție [4] :

$$R \leqslant (0{,}2 \div 0{,}4) \frac{1}{S\omega C_{ac} R_{int}}$$

sau :

$$K_{VRF} \frac{m_1}{n_1} \leqslant 0{,}4 \frac{S_{din} + G_g}{\omega C_{ac}}. \qquad (13)$$

În cazul unei adaptări simultane, atît la intrarea etajului cît și la ieșirea lui, în care caz :

$$G'_A = G_g + S_{din};$$

$$R_s = R_i\left[1 + \sqrt{1 + \frac{S}{G_g}}\right],$$

se află

$$K_{P.R.F.} = \frac{S^2 R_i (S_{din} + G_g)}{(S_{din} + S + 2G_g)(S_{din} + 2G_g)}. \qquad (14)$$

Deși factorul de transfer al puterii nu are valoarea maximă în condițiile adaptării la intrarea etajului, totuși se preferă adaptarea, deoarece pierderile în circuitul de antenă sînt mici și, în altă ordine de idei, nu există reflexii pe fiderul de legătură cu antena.

La montajul cu punctul mediu al circuitului de intrare la masă (cu capacitatea C_{ga} compensată), se poate socoti că rezistența de ieșire este :

$$R_{ieș} \approx R_i, \qquad (15)$$

iar factorul de transfer al puterii este :

$$K_{P.R.F.} = \frac{S^2}{4} R_{int} R_{ieș}. \qquad (16)$$

Ținînd seamă de expresia lui R_{int} (8), se obține :

$$K_{P.R.F.} = \frac{S^2}{4} R_i \frac{1}{pS_{din} + G_g}. \qquad (17)$$

Valoarea factorului de transfer al tensiunii este aceeași ca și în cazul montajului cu grila la masă (12).

Analizînd relațiile (14) și (17) se observă că, în cazul montajului cu punctul mediu al circuitului de intrare la masă, valoarea factorului de transfer al puterii este mult mai mare decît în cazul montajului cu grila la masă, ceea ce constituie încă un mare avantaj, care impune folosirea tot mai largă a schemei cu punctul mediu al circuitului de intrare la masă ca amplificator RF în blocurile de UUS.

Așa cum s-a arătat, blocul de unde ultrascurte trebuie să aibă un coeficient de zgomot cît mai mic. După cum se știe, coeficientul de zgomot al acestui bloc, care este în același timp egal cu coeficientul de zgomot al receptorului, este determinat de expresia :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P.R.F.}}, \qquad (18)$$

unde :

F_1 este coeficientul de zgomot al primului etaj (de radiofrecvență) ;

F_2 — coeficientul de zgomot al etajului „schimbător-oscilator".

Pentru ca coeficientul de zgomot al blocului de UUS să fie mic, este necesar ca și coeficientul de zgomot al etajului de radiofrecvență să fie cît mai mic. De aceea, prezintă un mare interes cunoașterea acestui coeficient. În ipoteza că este îndeplinită condiția ca tubul amplificator de RF să aibă $\mu \gg 1$, (condiție îndeplinită de toate tuburile folosite în blocurile de UUS) expresia coeficientului de zgomot al etajului amplificator de RF este [1], [3], [4], [6] :

$$F_1 = 1 + \rho_1 \frac{G_g}{G_A} + \frac{R_{zg}\left[(G_g + G'_A)^2 + (B_g + B'_A)^2\right]}{G'_A}, \qquad (19a)$$

Dacă se urmărește o bună selectivitate a etajului, se recomandă ca $\frac{C_5 + C_{int_s}}{C_5} = 2\sqrt{\frac{R_i}{R_{int_s}}}$, în care caz K_{VRF} nu scade decît cu 20% sub valoarea maximă.

Este necesar să dăm și expresia factorului de transfer al tensiunii de frecvență intermediară, adică [5]:

$$K_{FI} = S_c \sqrt{\frac{R_{FI}\,R_{ic}}{R_{FI}+R_{ic}} \cdot \frac{R'_{FI}\,R_{ic}}{R'_{FI}+R_{ic}} \cdot \frac{k}{1+k^2}}, \quad (25)$$

în care:

S_c este panta de conversie a triodei;

R_{ic} — rezistența internă a etajului „schimbător-oscilator";

R_{FI} — impedanța la rezonanță a primarului primului filtru de FI;

R'_{FI} — impedanța la rezonanță a secundarului primului filtru de FI;

k — coeficient de cuplaj.

Din analiza schemei din figura 1 se poate trage concluzia că acordul simultan al circuitului anodic al amplificatorului de RF și al circuitului de grilă al etajului „schimbător-oscilator" — circuit ce determină frecvența de lucru a oscilatorului local — se poate face numai prin inductanțele variabile $L_3 - L_4$, deoarece circuitul oscilatorului local $L_4 - C_7$ nu are punct de masă, și deci nu se poate folosi un condensator variabil cu rotorul la masă.

În figura 2 etajul „schimbător-oscilator" folosește un montaj cu punte inductivă în circuitul de grilă, care este cu totul analog celui din figura 1. Deosebirea constă în faptul că acordul este, de data aceasta, capacitiv și divizorul tensiunii de semnal este inductiv. Relațiile sînt întrutotul similare, ținînd însă seama că, în acest caz, pentru expresia rezistenței de ieșire a etajului amplificator de RF se va lua relația (15), iar pentru $n_1 = \frac{1}{1-\omega^2 L_4 C_{int_s}}$ priza pe L_4 va fi la $L_4/2$.

Etajul „schimbător-oscilator" poate fi realizat și după schema cu punte capacitivă și cu divizor capacitiv în circuitul anodic, cum este arătat în figura 3. Așa cum rezultă din figură, deosebirea față de etajul schimbător-oscilator din figurile 1 și 2 constă în faptul că circuitul acordat $L_5 - C_8$ al oscilatorului local se află în anoda tubului, iar bobina de reacție L_3, în grila tubului. Și aici separarea circuitului de semnal $L_4 - C_6$ de cel al oscilatorului local L_3 se face cu un montaj în punte, adus la echilibru (fig. 9 a).

Avînd în vedere faptul că totdeauna $R_2 \gg \frac{1}{\omega C_5}$ și $R_{int_s} \gg \frac{1}{\omega C_{int_s}}$, condiția de echilibru este:

$$\frac{C_3}{C_4} = \frac{C_{int_s}}{C_5}. \quad (26)$$

Cea de-a doua punte formată din capacitățile $C_3 + C_4 + C_5$, C_{ga}, C_7 și C_9 (fig. 9 b) la echilibru separă circuitul de intrare de circuitul de ieșire a etajului — se ține seamă de

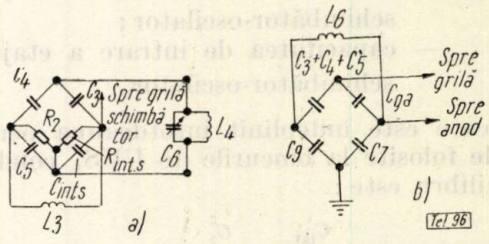


Fig. 9. Schema echivalentă a punții pentru compensarea reacției negative în frecvența intermediară prin capacitatea grilă-anod a etajului „schimbător-oscilator" din figura 1.

faptul că L_3, L_4 și L_5 la frecvența intermediară sînt scurtcircuitate —, compensînd astfel reacția la frecvența intermediară, prin capacitatea C_{ga}. La echilibru:

$$\frac{C_3 + C_4 + C_5}{C_{ga}} = \frac{C_9}{C_7}. \quad (27)$$

Și în cazul acestui montaj expresia factorului de transfer al etajului amplificator de RF se deduce din relația (22 a), în care $n_1 = \frac{C_3}{C_3 + C_{int_s}}$.

Toate relațiile deduse anterior în cazul montajului cu punte capacitivă în circuitul de grilă al etajului „schimbător-oscilator" rămîn neschimbate, cu excepția lui n_1, care — la montajul din figura 3 — este dat în cele ce preced.

Schema prezentată în figura 4 se deosebește de aceea din figura 3 prin faptul că amplificatorul de RF este cu punctul mediu al circuitului de intrare la masă și nu cu grila la masă.

CONCLUZII

Blocul de UUS folosește în prezent duble triode cu panta mare ($S = 5 \div 6$mA/V), cu capacitatea anodă-catodă C_{ac} mică ($C_{ac} \approx 0{,}2 \div 0{,}25$ pF) și cu ecran între cele două triode — ceea ce reduce foarte mult tensiunea radiantă spre antena de oscilator local. Se recomandă a fi folosite dublele triode 6H3II, 6H14II (ECC 84), ECC 85 (6AQ8) și ECC 81 (12AT7) pentru receptoarele cu alimentare cu transformator de rețea și UCC84, UCC85 (25 AQ8), PCC84 (7AN7) și PCC85 (9 AQ8), pentru receptoarele cu alimentare universală. În cazul utilizării

JUVANCZ, E. **Siguranța în exploatare și durata de funcționare.** În: Magyar Hiradastechnika (R.P.U.), **12**, nr. 5, 1961, p. 173—179, 2 diagr.

Se prezintă un scurt rezumat al referatelor tinute la o consfătuire-anchetă privind siguranța în exploatare și durata de funcționare a diverselor echipamente și materiale utilizate în telecomunicații.

Se indică deranjamentele survenite, respectiv numărul încercărilor de durată efectuate asupra radioreleului tip PM-24 și asupra centralei de comutație cu coordonate 20×10. În continuare se analizează cauzele defectelor și se definesc unele noțiuni cu privire la durata de funcționare a pieselor. Cauzele defectelor pieselor de telecomunicații sînt grupate în două mari categorii: defecte totale (catastrofale), care au loc accidental, și defecte tendențioase, datorită în special îmbătrînirii (schimbării calității materialului).

Se dau unele informații concrete asupra noțiunii de „sfîrșitul duratei de funcționare" pentru tuburi electronice.

Se dau unele indicații cu privire la asigurarea unei durate de funcționare cît mai mari a pieselor de telecomunicații, mai ales în ceea ce privește supradimensionarea pieselor utilizate.

A. N.

LUMSDEN, G. Q. **Rezistența și proprietățile stîlpilor de lemn.** În: Electrical Engineering (S.U.A), **80**, nr. 10 (octombrie), 1961, p. 786—787, 1 fig., 1 ref. bibl.

Asociația americană pentru încercarea materialelor a publicat un raport privind primele cercetări făcute asupra stîlpilor de lemn de conifere impregnați sau netratați, folosiți la liniile electrice și de telecomunicații. Cercetările au cuprins încercările de rupere a 620 stîlpi întregi și peste 14 000 de încercări pe modele reduse. S-a dovedit că încercarea pe model redus poate fi utilizată la stîlpii pentru uzul intern al întreprinderilor și pentru cei din import. S-a mai dovedit că la aburirea făcută în vederea impregnării, reducerea rezistenței este maximă cînd temperatura aburului atinge 126°C, ceea ce a condus imediat la reducerea temperaturilor de aburire în mai multe întreprinderi la circa 118°C.

Raportul nu a putut însă stabili care este numărul și întinderea defectelor (noduri, crăpături etc.), care afectează rezistența stîlpului, în această privință rămînînd deocamdată în vigoare condițiile prevăzute prin standarde.

S-a stabilit corelația între greutatea specifică a lemnului și rezistența stîlpului, precum și corelația între rezistența căpătată la încercarea stîlpului întreg și aceea pe model redus. S-au verificat metodele de încercare standardizate și rezultatele date de ele. Raportul conchide că stîlpul din lemn natural este un element de construcție de mare eficacitate.

P. D.

TARNAY, K. și TARNAYNE BARTFAI, E. **Generatorul Hall și posibilitățile lui de aplicare în telecomunicații.** În: Magyar Hiradastechnika (R.P.U.), **12**, nr. 5 (octombrie), 1961, p. 194—201, 7 fig., 2 tab., 6 diagr., 28 ref. bibl.

Ca urmare a dezvoltării tehnicii semiconductoarelor, efectul Hall — cunoscut încă din secolul trecut — a găsit posibilități de aplicare și mijloace de a fi ușor măsurat.

Se prezintă bazele teoretice ale efectului Hall și se dau parametrii cuadripolului echivalent al plăcuței Hall, și anume: impedanțele în gol și de transfer. Se arată condițiile privind materialul de bază și execuția, ambele determinînd construcția plăcuței.

Se analizează modurile de bază ale funcționării generatorului Hall și felul de a se alege sarcina optimă, după care se indică cîteva aplicații posibile în telecomunicații a efectului Hall. O aplicație deosebit de favorabilă constă în folosirea generatorului Hall pentru măsurarea nivelurilor de putere și ca analizor de undă.

A. N.

LOZOVOI, I. A. **Cu privire la calculul caracteristicilor de compresie ale sistemelor cu modulația impulsurilor în cod.** În: Elektrosveazi (U.R.S.S.), nr. 10 (octombrie), 1961, p. 19—25, 2 fig., 4 ref. bibl.

Una din metodele de îmbunătățire a raportului semnale/zgomot în sistemele de transmisiune cu modulație de impulsuri în cod constă în utilizarea cuantificării neuniforme, realizată în general prin conectarea unui compresor cu acțiune instantanee înaintea dispozitivului de codificare cu intervale identice de cuantificare.

Cunoscîndu-se expresia puterii medii de zgomot a cuantificării și funcția de densitate a probabilității valorilor instantanee ale semnalului, se poate alege caracteristica compresorului, astfel încît să se obțină o valoare minimă pentru această expresie.

Considerată sub acest aspect, problema are sens numai dacă se cunoaște dinainte că semnalul codificat nu-și schimbă parametrii săi statistici. Astfel, în sistemele cu divizare în frecvență a semnalelor și modulația impulsurilor în cod, semnalele pot fi considerate drept procese întîmplătoare staționare, cu o distribuție normală a valorilor instantanee.

Pentru cazul divizării în timp a canalelor din sistemele cu modulația impulsurilor în cod, metoda de calcul propusă pornește de la ipoteza că toate semnalele individuale au o distribuție identică a valorilor instantanee, deosebindu-se între ele numai prin valoarea puterii medii.

B. H.

ZAVRAJNOV, Iu. V. și KRIKOV, Iu. G. **Amplificator de bandă largă cu tranzistoare.** În: Elektrosveazi (U.R.S.S.), nr. 10, (octombrie), 1961, p. 40—44, 5 fig., 2 tab., 7 ref. bibl.

Pentru a se obține o amplificare suficientă la frecvențe foarte joase, este necesar ca pentru amplificatoarele de bandă largă, construite după schema cu cuplaj capacitiv, să se asigure capacități de trecere mari datorită impedanței mici de intrare a tranzistorului. Pe de altă parte, și amplificatoarele construite după schema de cuplaj direct prezintă o serie de dezavantaje; astfel amplificatoarele cu alimentare serie necesită o sursă de tensiune relativ mare, ceea ce nu este întotdeauna indicat din punct de vedere economic, iar amplificatoarele cu alimentare derivație, care utilizează tranzistoare cu conductibilitate de sens invers, necesită două surse de tensiune, ceea ce, de asemenea, nu se justifică — de cele mai multe ori — din punct de vedere practic.

Schema propusă utilizează montajul cascodă, ceea ce permite o micșorare apreciabilă a reacției interne și implicit extinderea domeniului frecvențelor amplificate, care începe practic de la zero.

Alimentarea amplificatorului este de tipul serie-paralel. Regimul primului tranzistor se alege astfel încît să se asigure amplificarea maximă de curent, în timp ce tranzistorul al doilea lucrează în regim de curenți mici, ceea ce permite ca — fără a se mări tensiunea sursei de alimentare — să se utilizeze rezistențe de sarcină mari și, prin aceasta, să se obțină o amplificare de tensiune apreciabilă.

B. H.

BLAHA, V. **Circuite cuplate pentru amplificatoare de bandă largă de frecvență intermediară.** În: Slabobroudy Obzor (R.S.Cehoslovacă), **22**, nr. 9 (septembrie), 1961, p. 415—419, 3 tab., 7 diagr., 7 ref. bibl.

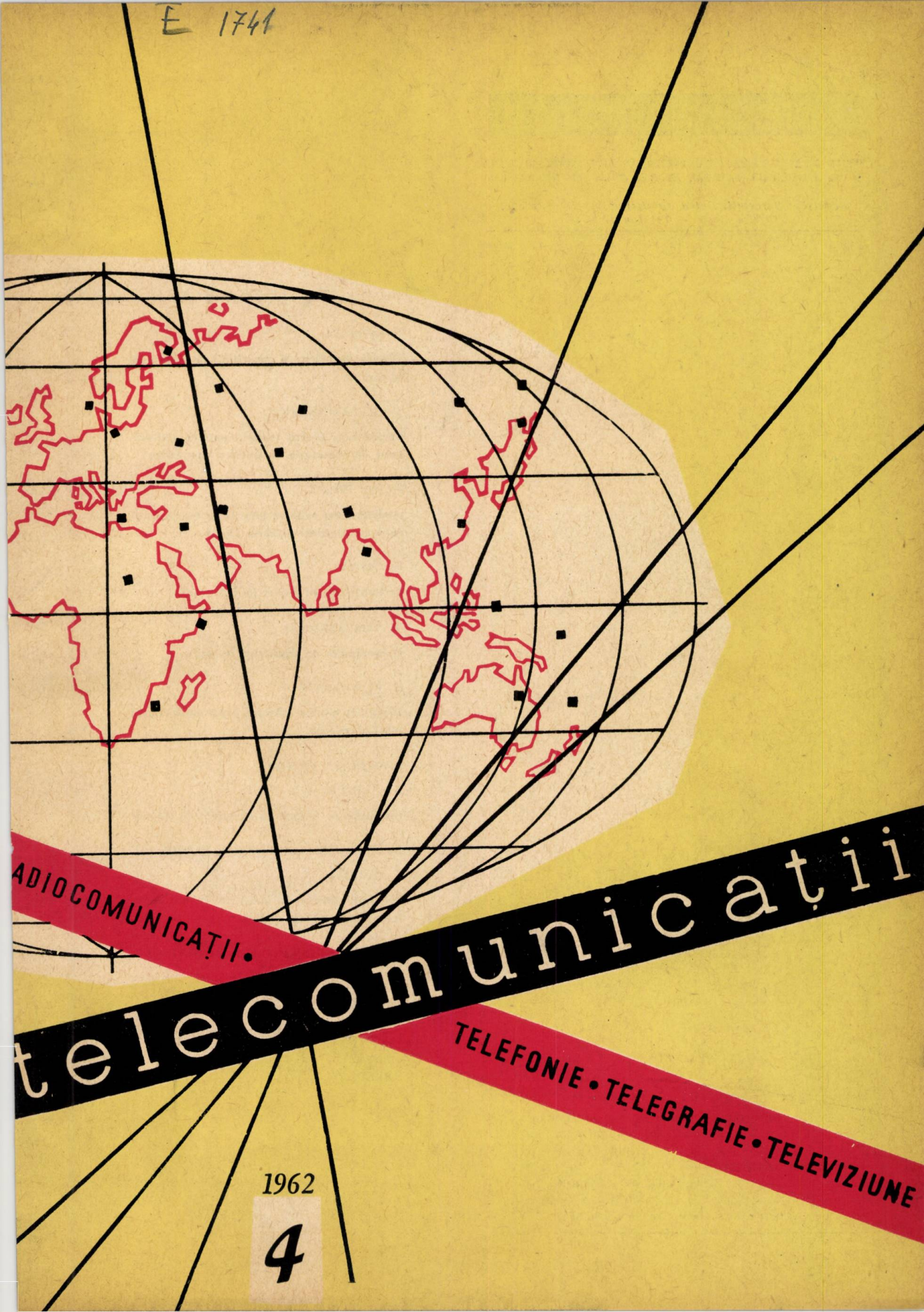
Amplificatoarele de frecvență intermediară au fost cercetate în special pentru circuitele cu cuplaj slab, dînd curbe de răspuns foarte înguste, sau ca filtre de bandă cu lățimi de cîțiva kHz.

Se analizează diferitele tipuri puternice de cuplaj, atît inductive cît și capacitive, în vederea obținerii unor curbe de rezonanță de bandă largă, fie cu șa, fie de diferite alte forme.

Se prezintă modul de calcul indicîndu-se atît formulele complete (sisteme de ecuații relativ greu de rezolvat) cît și formulele simplificate, aproximative, utile mai ales la proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje.

W. K.

E 1741



telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII • TELEFONIE • TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE

1962

4

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.395]

Condrea, S. **[Методы повышения емкости телефонных передач.**

Проводится статистический анализ телефонного сигнала. Уточняются пределы его воспроизведения с помощью апроксимирующих дискретных сигналов. Одновременно рассматривается многоканальная передача сигнала (мультиплекс).

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 145—150

ДК 621.316.5

Căluneanu, V. M. **Об алгебраической теории коммутационных цепей с магнитными сердечниками.**

Определяется основное условие интегрирования алгебраической теории коммутационных цепей с магнитными сердечниками в общую алгебраическую теорию бесконтактных коммутационных цепей. Описываются две элементарные коммутационные цепи, позволяющие осуществить все обычно применяемые коммутационные цепи с магнитными сердечниками. Уточняются алгебраические уравнения для всех рассматриваемых обычных цепей. Приведенные соображения могут быть положены в основу анализа и синтеза коммутационных цепей с магнитными сердечниками.

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 150—158

ДК 621.395.42 : 621.396.41

Barbu, E. **Анализ ряда схем, применяемых в области связи, с помощью логической алгебры.**

Проводится анализ мостовой схемы дуплекс и особой мостовой схемы Т, исходя от структуральной формулы схемы. В результате применения логической алгебры можно достигнуть известных усовершенствований. Приводится ряд закономерностей, действительных и для других применяемых в связи схем.

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 159—164

ДК 621.397.132 (S)

Ioniţă, B. **Цветное телевидение в СССР**

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 165—169

ДК 621.382.3 : 621.375.4

Drăgănescu, M. **Новый индуктивный транзистор.**

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 169—170

ДК 621.317.411

Gheorghiu, O.C. **Приспособление для измерения магнитной проницаемости в области низких частот.**

Излагается несложный метод определения проницаемости изоляционных магнитных материалов. Определение осуществляется с помощью нерезонансной полости и индуктивного моста. Рассматриваемый метод применеим в том же интервале частот, в котором используются торроидальные катушки.

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 171—173

ДК 621.315.2 : 677.732 : 338.062.4

Boldea, G. и *Despa* I. **Условия работы в колодцах для прокладки кабелей.**

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 173—176

ДК 621.315.2 : 621.39(09) (R)

Cruceru, C. **Технический прогресс в кабельной промышленности Румынии.**

Telecomunicaţii, **6**, № 4, 1962, стр. 177—183

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.395

Condrea, S. **Verfahren zur Vergrösserung der Kapazität der Fernsprechübetragung.**

Vom statistischen Standpunkt aus wird das Fernsprechsignal analysiert. Es werden die Begrenzungen festgelegt, innerhalb deren es durch diskrete Signal wiedergegeben werden kann. Im Aufsatz wird auch das Multiplex-Signal untersucht.

Telecomunicaţii, **6**, H. 4, 1962, S. 145—150

DK 621. 316.5

Căluneanu, V. M. **Beiträge zur algebraischen Theorie der Schaltkreise mit Magnetkernen.**

Es wird die Hauptbedingugn für die Eingliederung der algebrischen Theorie der Schaltkreise mit Magnetkernen in die allgemeine algebraische Theorie der kontaktlosen Schaltkreise festgelegt. Sodann werden zwei einfache Schaltkreise beschrieben, mit deren Hilfe alle gebräuchlichen Schaltkreise mit Magnetkernen durchgeführt werden können. Die algebrischen Gleichungen für diese gebräuchlichen Kreise werden festgelegt. Die dargelegten Erwägungen können die Grundlage für die Analyse und die Synthese der Schaltkreise mit Magnetkernen dienen.

Telecomunicaţii, **6**, H. 4, 1962, S. 150—158

DK 621.395.42 : 621.396.41

Barbu, E. **Die Analyse einer Reihe von Schaltungen, die im Fernmeldewesen mit logischer Algebra verwendent werden.**

Der Aufsatz enthält die Analyse e ner brückenförmigen Duplex-Schaltung und des überbrückten T Kreses. Von der Strukturformel der Schaltung ausgehend, können durch die Anwendung der logischen Algebra Verbesserungen berracht werden. Es werden gewisse Regeln angegeben, die auch für andere im Fernmeldewesen verwendeten Schaltungen gültig sind.

Telecomunicaţii, **6**, H. 4, 1962. S. 159—164

DK 621.397.132 (S)

Ioniţă, B. **Farbfernsehen in der Soviet Union.**

Telecomunicaţii, **6**, nr. 4, 1962, p. 165—169

DK 621.382.3 : 621.375.4

Drăgănescu, M. **Ein Vorschlag für induktive Transistoren.**

Telecomunicaţii, **6**, H. 4, 1962, S. 169—170

DK 621.317.411

Gheorghiu, O. C. **Vorrichtung zum Messen der Permeabilität bei Niederfrequenz.**

Es wird ein enfaches Verfahren zur Bestimmung der Permeabilität (μ' und μ'') der magnetischen Isolationsstoffe beschrieben. Die Bestimmung erfolgt mit Hilfe eines schwingungslosen Hohlraums und einer Induktanz-Messbrücke. Das Verfahren kann im gleichen Frequenzbereich angewandt werden, in dem die torusförmigen-Spulen Verwendung finden.

Telecomunicaţii, **6**, H. 4, 1962, S. 171—173

DK 621.315.2 : 677.732 : 338. 062.4

Boldea, Gh. şi *Despa, I.* **Die Arbeitsbedingungen in den Kabelnziehkammern.**

Telecomunicaţii, **6**, H. 4, 1962, S. 173—176

DK 621. 315.2 : 621.39(09) (R)

Cruceru, C. **Der technische Fortschritt in der Industrie für Fernmeldekabeln in der R.V.R.**

Telecomunicaţii, **6**, H. 4, 1962, S. 177—183

telecomunicații

Anul VI * nr. 4 * iulie-august

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Prof. ing. S. CONDREA

Metode de mărire a capacității de transmisii telefonice

CZ 621.395

Liniile telefonice — aeriene, în cabluri simetrice, în cabluri coaxiale sau prin radiorelee — sînt echipate să transmită un număr mereu crescînd de convorbiri telefonice, la distanțe din ce în ce mai mari. Echipamentele moderne pentru mărirea numărului de convorbiri simultane și a distanței de telefonare permit înmulțirea legăturilor telefonice și extinderea lungimii lor, cu cheltuieli remarcabil mai mici decît ar fi necesare folosindu-se metodele mai vechi (mărirea numărului de circuite fizice, utilizarea firelor mai groase etc.). Astfel, cu circuite de frecvență vocală pe linii aeriene, consumul de cupru este aproximativ 130 kg cupru pe km-cale, adică de 13 000 kg pe 100 km de comunicație telefonică; cu circuite coaxiale în cablu, de frecvență 12 MHz, este nevoie de mai puțin decît 0,08 kg cupru pe km, adică sub 8 kg pe 100 km de comunicație telefonică.

Mărirea capacității de transmisii a liniilor telefonice s-a făcut în general prin lărgirea spectrului de frecvență utilizat, care a ajuns pînă la 12 MHz pentru 2 700 căi telefonice pe un circuit coaxial. Dar această lărgire a benzii de frecvență atrage după sine și un spor de echipament. În cazul menționat sînt necesare amplificatoare intermediare la fiecare 4,5 km (față de 35 km distanță între amplificatoarele pentru circuite de frecvență maximă de 60 kHz). Este evident că aceste amplificatoare sînt cu atît mai complicate, și deci mai costisitoare, cu cît banda de frecvență transmisă este mai largă.

De aceea se pune din ce în ce mai acut problema măririi capacității de transmisii a liniilor telefonice fără să fie nevoie de o sporire proporțională a benzii de frecvență. Aceasta se poate face prin utilizarea proprietăților statistice ale semnalului telefonic și eliminarea sau reducerea redundanței de semnal sau de timp (semnale supraabundente sau timpi morți).

STRUCTURA STATISTICĂ A SEMNALULUI TELEFONIC SIMPLEX

Semnalul telefonic simplex, așa cum apare la ieșirea din microfon (spre deosebire de semnalul multiplex de la ieșirea din modulatorul de grup al sistemelor multicăi), a făcut obiectul a numeroase cercetări, atît teoretice cît și experimentale [1], [2], [3].

Experimental, semnalul ce reprezintă vorbirea a fost analizat cu spectrografe dinamice, care permit să se obțină așa-numita „vorbire vizibilă". Într-o variantă a acestui spectrograf (fig. 1), semnalul microfonic S este trecut printr-un grup de filtre în paralel, fiecare avînd o bandă de frecvențe de trecere $\Delta\omega$ îngustă, astfel ca lățimea de bandă relativă $\Delta\omega/\omega_k$ să fie foarte mică pentru toate frecvențele importante ale spectrului vocal ($\omega_1, \omega_2, \ldots \omega_k \ldots \omega_n$).

În acest caz, fiecare dintre cele n componente ale vorbirii, culese de la fiecare filtru de bandă îngustă, se poate exprima analitic prin formula:

$$x_k(t) = U_k(t) \cos(\omega_k t + \varphi_k(t)), \qquad (1)$$

unde U_k este amplitudinea tensiunii din banda k, variabilă încet în timp, și φ_k — faza, de asemenea variabilă încet în timp (cu frecvența de pronunțare a silabelor).

Aceste n semnale elementare (fragmente din spectrul vorbirii) trec prin n detectoare liniare D, rezultînd n semnale ale înfășurătoarelor $U_k(t)$. Un comutator electronic secvențial CES culege

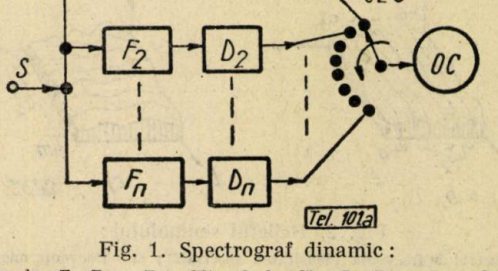


Fig. 1. Spectrograf dinamic:
S – semnal; $F_1, F_2 \ldots F_n$ – filtre de bandă; $D_1, D_2 \ldots D_n$ – detectoare liniare; CES – comutator electronic secvențial; OC – oscilator catodic.

pe rînd diferitele fragmente din înfășurătoarele respective. Pe ecranul oscilografului catodic OC, sau pe hîrtia de înregistrare, apare

vorbirea vizibilă, desfășurată pe coordonata orizontală de timp (ciclul comutatorului) și pe cea verticală de frecvență (diferitele benzi de frecvență ω_1, $\omega_2 \ldots \omega_n$), iar amplitudinea (densitatea spectrală) este exprimată prin intensitatea, mai mare sau mai mică, a spațiului luminos pe ecran.

Este evident că, deoarece atît analiza în frecvență (prin cele n filtre de bandă îngustă) cît și analiza în timp (prin cele n momente de comutație) se fac prin sondări discrete, rezultatul analizei este oarecum distorsionat. În realitate, semnalul ce reprezintă vorbirea nu trebuie exprimat printr-o sumă de n relații de tipul (1), ci printr-o integrală de convoluție, de tipul (2):

$$r(t) = \int_{-\infty}^{t} f_1(\tau) \cdot f_2(t - \tau)\, d\tau, \qquad (2)$$

unde f_1 este componenta instantanee de fază variabilă, iar f_2 — componenta de amplitudine (modulația silabică). O astfel de operație este însă greu de realizat experimental.

Semnalul telefonic simplex poate fi reprezentat intuitiv printr-o suprafață strîmbă (cu 3 dimensiuni spațiale), ca în figura 2. Pe cele două coordonate orizontale sînt măsurate frecvența ω și timpul t, iar pe verticală — densitatea spectrală $S(\omega)$, adică o mărime proporțională cu amplitudinea diferitelor frecvențe în diferite momente.

Spectrograful dinamic din figura 1 extrage din acest semnal probe discrete în punctele de intersecție ale coordonatelor orizontale, ω_1, $\omega_2 \ldots$ și τ_1, $\tau_2 \ldots \tau_m$, corespunzătoare filtrelor de bandă și momentelor de comutație.

Analiza și prelucrarea datelor înscrise în „videograma" vorbirii vizibile permite determinarea caracteristicilor statistice ale semna-

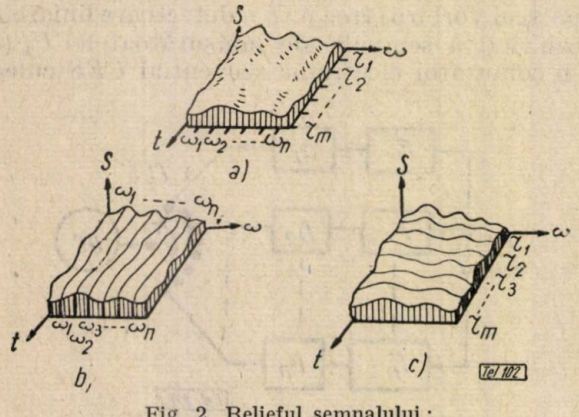


Fig. 2. Relieful semnalului:

S — spectrul de frecvență (densitatea spectrală); ω — frecvența unghiulară; t — timpul; a — relief continuu; b — secțiuni de frecvență în relief; c — secțiuni de timp în relief.

lului verbal. Pentru obținerea unor rezultate generale este nevoie să se prelucreze cîteva sute din aceste videograme.

Funcția de autocorelație (în timp), funcția de corelație mutuală (în frecvențe) și funcția de repartiție a densității de probabilitate, calculate pe baza unor astfel de experiențe [2],

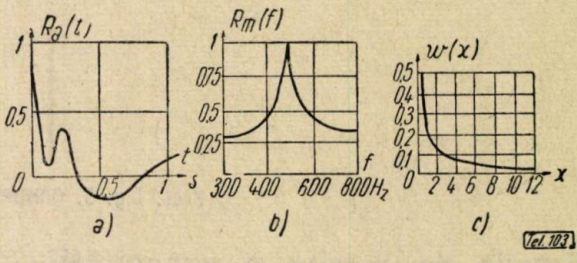


Fig. 3. Caracteristicile statistice ale semnalului simplex: a — funcția de autocorelație $R_a(t)$; b — funcția de corelație mutuală $R_m(f)$; c — densitatea de probabilitate $\omega(x)$, cu $x = U/m$, m fiind valoarea medie a lui U.

sînt arătate în figura 3. Din aceste curbe se pot trage următoarele concluzii:

1. Intervalul maxim de timp, în care funcția de autocorelație are o valoare mai mare de 0,5, este de ordinul 30—40 ms.

2. Intervalul maxim de frecvență, în care funcția de corelație mutuală este mai mare de 0,5, este de ordinul 50—100 Hz (lățimea de bandă a funcției de corelație).

3. Densitatea de probabilitate a dinamicii de tensiune (raportul dintre amplitudinea la un moment dat a unei componente de frecvență către valoarea medie a amplitudinilor, $x = U/m$) scade rapid pînă la $x = 2$, avînd valoarea infinită la $U = 0$, ceea ce se explică prin existența pauzelor în convorbire.

COMPRIMAREA BENZII DE FRECVENȚĂ A SEMNALULUI TELEFONIC

Considerînd că informația conținută într-un semnal este aceeași (se poate identifica) pe un interval al funcției de corelație cuprins între 0,5 și 1, rezultă că mesajul telefonic se poate transmite prin valori discrete, separate prin intervale corespunzătoare. Astfel, semnalul reprezentat prin relieful din figura 2 (a) se poate discretiza fie prin secțiuni paralele cu axa timpului (b) la intervale de frecvență de 50—100 Hz, fie prin secțiuni paralele cu axa frecvențelor (c) la intervale de timp de 30—40 ms.

În primul caz avem procedeul utilizat în sistemul „vocoder", iar în al doilea — sistemul „armonifon" [3]. În ambele cazuri se obține o reducere a benzii de frecvențe vocale, de la 3 000 Hz la 200—300 Hz. În esență, sistemul vocoder (fig. 4) cuprinde la emisie două părți: 1. **detectorul selectiv** DS, format dintr-un grup de n filtre de bandă îngustă, urmate de n detectoare liniare (ca la spectrograful din fig. 1); 2. **semnalizatorul de ton** ST, care transmite informația privitoare la tonul fundamental al vocii care vorbește.

procedee, pentru obținerea comunicațiilor de mare eficacitate cu minimum de mijloace tehnice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Velicikin, A. I. *Staticeskoe isledovanie recevovo profesa.* În: Elektrosveazi, nr. 8 (aug.), 1961, p. 3–10.

[2] Zaițev, T. E. *Ob isledovanii harakteristik recevovo profesa s pomoșciu dinamicekovo spektrografa.* În: Elektrosveazi, nr. 1 (ian.), 1962, p. 3–12.

[3] Pirogov, A. A. *Garmonicekaia sistema sjatia spektrov reci.* În: Elektrosveazi, nr. 3 (mart.), 1959, p. 8–17.

[4] Kirchner, O. *Cablul transoceanic.* În: NTZ, *13*, nr. 12 (dec.), 1960, p. 557–563.

[5] Potier, G. X. *La modulation d'éspacement d'impulsion.* În: L'onde électrique, *35*, nr. 335 (febr.), 1955, p. 159–164.

[6] Levin, B. R., Rozanov, V. S. *Rasciot cisla kanalov mnogokanalnîh sistem s intervalnoi vremea-impulsnoi moduliației.* În: Elektrosveazi, nr. 6 (iun.), 1961, p. 10–14.

Ing. V. M. CĂTUNEANU
Candidat în științe tehnice

Considerații asupra teoriei algebrice a circuitelor de comutație cu miezuri magnetice*

CZ 621.316.5

Inginerii care lucrează în domeniul automatizării cu contacte și relee au la îndemînă o teorie algebrică a circuitelor de comutație bine închegată [1], pe baza căreia reușesc, în bună măsură, să sintetizeze scheme complexe de comutație și comandă, optime din punct de vedere funcțional și economic.

În ultimul timp însă se dezvoltă într-un ritm accelerat aplicațiile circuitelor de comutație cu elemente fără contacte. Se tinde la o utilizare largă în special a tranzistoarelor și a miezurilor magnetice.

Una dintre greutățile întîmpinate la extinderea aplicațiilor circuitelor de comutație fără contacte o constituie lipsa unei teorii unitare, care să fie capabilă să ofere inginerilor metode de sinteză structurală a schemelor de comutație fără contacte cu un număr minim de elemente.

Prin lucrarea [2] se tinde la rezolvarea acestei probleme cu privire la tranzistoare.

Metodica acestei lucrări a servit în bună măsură ca ghid pentru întocmirea lucrării de față, în care se fac anumite considerații în legătură cu teoria algebrică a circuitelor de comutație cu miezuri magnetice, urmărindu-se crearea premiselor pentru integrarea acesteia în teoria algebrică a circuitelor de comutație cu elemente fără contacte.

De asemenea, la baza acestei lucrări au stat observațiile făcute de autor în procesul de elaborare și utilizare a circuitelor de comutație cu elemente magnetice.

* Comunicare științifică la cea de-a 2-a Consfătuire pe țară „Semiconductorii și aplicațiile lor", decembrie 1961.

REPREZENTAREA SIMBOLICĂ A PROCESELOR DIN CIRCUITELE DE COMUTAȚIE CU MIEZURI MAGNETICE

Pentru simplificarea urmăririi proceselor fizice care au loc în circuitele de comutație cu elemente magnetice se adoptă reprezentarea simbolică din figura 1,*a* pentru un miez magnetic cu ciclul histerezis dreptunghiular [3]. Bara orizontală reprezintă miezul magnetic (deși acesta este, de obicei, toroidal). Liniile transversale la bara magnetică reprezintă înfășurările miezului, care servesc pentru aplicarea impulsurilor de curent de la intrare X_1 și de tact t și pentru culegerea la ieșire a forței electromotoare induse e_1 și a impulsului de curent de la ieșire W_1. Segmentele de dreaptă oblice, înclinate la 45° față de bara magnetică și așezate la intersecția barei magnetice cu liniile transversale ale înfășurării, servesc pentru a indica sensul de magnetizare a miezului magnetic. Sensul fluxului magnetic în miez este indicat de sensul de reflexie a impulsului de curent X_1 sau t pe suprafața reflectoare reprezentată printr-un segment oblic (așa cum o rază de lumină se reflectă în oglindă). Celor două capete ale barei magnetice li s-au afectat cifrele binare 0, care reprezintă, de exemplu, starea de magnetizare $-B_r$, și respectiv 1, care reprezintă starea de magnetizare $+B_r$ a miezului magnetic. Astfel impulsul de curent X_1 (fig. 1, *a*) magnetizează miezul magnetic, din starea 0 în starea 1, în timp ce impulsul de curent t magnetizează miezul magnetic din starea 1 în starea 0.

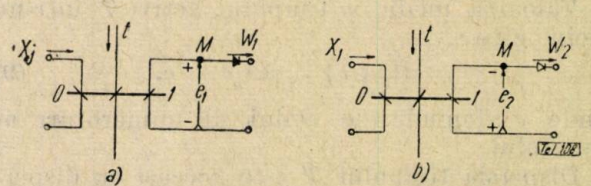


Fig. 1. Reprezentarea simbolică a proceselor fizice din miezurile magnetice:
a – circuitul *TOT* (*T*); *b* – circuitul *NIMIC* (*N*).

La determinarea polarității forței electromotoare induse în înfășurarea secundară se va observa ca impulsul de curent din această înfășurare să tindă să magnetizeze miezul

în sens invers fluxului care a cauzat forța electromotoare indusă (conform legii lui Lenz). Astfel polaritatea forței electromotoare e_1 (fig. 1, *a*) produce impulsul de curent W_1, care tinde să magnetizeze miezul din starea 0 în starea 1, adică invers decît impulsul de tact t, care, prin magnetizarea produsă, se consideră că a dat naștere în acest caz forței electromotoare induse.

Pozițiile relative ale segmentelor de dreaptă oblice dau o indicație asupra sensului relativ al înfășurărilor pe miezul magnetic.

Toate circuitele de comutație cu miezuri magnetice comportă întotdeauna, în circuitul de ieșire, o diodă D_1 (sau eventual un tranzistor) pentru a separa operația de înregistrare a informației prin acțiunea impulsului X_1, aplicat la intrare, de operația de transmitere a informației prin acțiunea impulsului de tact t (f.e.m. indusă în secundar prin acțiunea impulsului X_1 polarizează invers dioda D_1, blocînd-o).

De altfel, un principiu de bază în funcționarea circuitelor de comutație cu miezuri magnetice constă în separarea în timp a procesului de înregistrare și a celui de transmitere a informației. Cum impulsurile de tact t se succed periodic, se va considera că impulsurile de la intrare se vor aplica numai în intervalul dintre două impulsuri de tact. Simultaneitatea impulsurilor de la intrare cu cele de tact va conduce la suprimarea înregistrării informației în miez (mai ales că, practic, impulsul de tact are o amplitudine mult mai mare decît impulsurile de înscriere a informațiilor), ca și cînd impulsul de la intrare ar lipsi.

1. CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU MIEZURI MAGNETICE FĂRĂ REACȚIE

Circuite elementare

Toate circuitele logice de comutație cu elemente magnetice pot fi realizate cu ajutorul a două circuite elementare (fig. 1). Pentru a analiza funcționarea acestor circuite, pe baza algebrei logice booleene, se stabilesc convențiile corespunzătoare în legătură cu valorile diferitelor variabile și funcții, după cum urmează:

— *Variabile aplicate la intrare*:

$X = 0$ — lipsa impulsului la intrare;

$X = 1$ — impulsul de la intrare comută miezul în starea 1.

— *Impulsul de tact*:

$t = 0$ — impulsul de tact comută miezul în starea 0;

$t = 1$ — lipsa impulsului de tact.

— *Forța electromotoare indusă în secundar*:

$e = 0$ — potențial minim;

$e = 1$ — potențial maxim.

— *Semnalul la ieșire*:

$W_1 = 0$ — lipsa impulsului de curent la ieșire;

$W_1 = 1$ — existența impulsului de curent la ieșire.

Se remarcă faptul că sînt excluse din discuție cazurile cînd X_1 și t ar magnetiza miezul în același sens, deoarece atunci miezul nu s-ar comuta, și deci forța electromotoare indusă în secundar ar fi nulă.

În cazul circuitului descris în figura 1,*a*, forța electromotoare indusă în secundar este legată prin ecuația logică:

$$e_1 = X_1 \overline{t}. \tag{1}$$

Condiția pentru ca miezul să fie comutat se poate scrie sub forma:

$$X_1 \overline{t} = 1. \tag{2}$$

Ecuația (2) implică două condiții. Prima condiție este $X_1 = 1$, adică existența la intrare a unui impuls de curent care să comute miezul în starea 1.

Cea de-a doua condiție constă în obligativitatea ca fluxurile date de impulsurile X_1 și t să aibă sensuri contrare.

Dacă este îndeplinită condiția (2), atunci $e_1 = 1$, ceea ce reprezintă potențial maxim (pozitiv) în punctul M, dioda D_1 fiind astfel polarizată în stare de conducție, iar $W_1 = 1$.

Dacă nu este îndeplinită condiția (2), atunci forța electromotoare indusă este egală cu zero și $e_1 = 0$, iar impulsul de curent de la ieșire lipsește ($W_1 = 0$).

Dacă se respectă sensul înfășurărilor și polaritățile alimentărilor și dacă în circuitul de tact se aplică serii continue de impulsuri, atunci $t = 0$, iar ecuția (1) devine:

$$e_1 = X_1 \cdot \overline{0} = X_1 \tag{3}$$

și funcția W_1 de la ieșire va fi:

$$W_1 = e_1 = X_1. \tag{4}$$

Ecuația (4) arată că circuitul repetă la ieșire semnalul de la intrare.

De aceea acest circuit se numește circuit de transfer al informației(T).

Deoarece acest circuit transferă la ieșire tot ce se aplică la intrare, el poate fi denumit și circuit *TOT*.

Circuitul din figura 1,*b* se caracterizează prin inversarea sensului înfășurării secundare, ceea ce conduce la schimbarea polarității forței electromotoare induse atunci cînd este îndeplinită condiția (2). Conform convenției adop-

Totodată rezultă identitatea dintre relațiile (26) și (27), ceea ce poate fi verificat ușor pentru orice caz particular.

În figura 9, *a* se prezintă un astfel de circuit cu două intrări.

Această schemă se compune din două circuite de interdicție și un circuit *SAU*. Operația *SAU* este efectuată de diodele de la ieșire.

Schema se poate concentra pe două miezuri, așa cum se vede în figura 10,*b*.

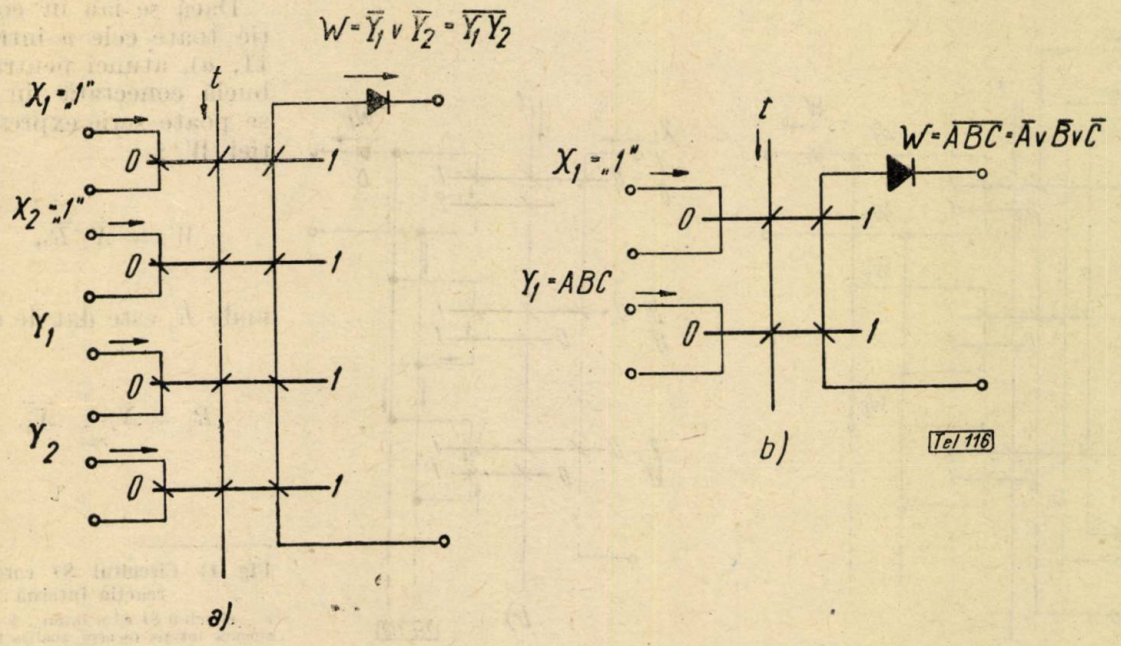


Fig. 9. Circuite care realizează cea de-a doua funcție a lui Sheffer.
Semnul ∪ a fost reprezentat în figură prin ∨.

În acest caz ecuația (26) devine:

$$W \equiv \overline{Y}_1\overline{Y}_2 \cup Y_1\overline{Y}_2 \cup \overline{Y}_1 Y_2 \equiv \overline{Y}_2(Y_1 \cup \overline{Y}_1) \cup \overline{Y}_1 Y_2 \equiv$$
$$\equiv \overline{Y}_2 \cup \overline{Y}_1 Y_2. \qquad (28)$$

Deoarece produsul celor doi termeni din (28) este nul, se poate scrie:

$$W \equiv \overline{Y}_2 + \overline{Y}_1 Y_2 = \overline{Y}_2 + \overline{Y}_1(\overline{Y}_2 + 1) \equiv$$
$$\equiv \overline{Y}_1\overline{Y}_2 + \overline{Y}_1 + \overline{Y}_2 \equiv \overline{Y}_1 \cup \overline{Y}_2. \qquad (29)$$

Cea de-a doua funcție a lui Sheffer mai poate fi obținută și cu circuitul din figura 9,*b*, deoarece:

$$W = \overline{Y}_1 = \overline{ABC} = \overline{A} \cup \overline{B} \cup \overline{C}. \qquad (30)$$

De asemenea această funcție se mai poate obține prin conectarea în paralel a mai multor circuite invertoare.

Circuitul *SAU* cu excludere

Conectînd în paralel două circuite de interdicție (fig. 10, *a*) se poate obține un circuit care realizează funcția *SAU CU EXCLUDERE (SUMA LOGICĂ)*:

$$W = W_1 \cup W_2 =$$
$$= A\overline{B} \cup \overline{A}B = A + B. \qquad (31)$$

2. CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU MIEZURI MAGNETICE CU REACȚIE

În figura 11,*a* se prezintă un circuit cu n circuite T, la intrarea cărora se aplică semnalele $X_1, X_2 \ldots X_n$, și cu n circuite N, a căror înfășurare de intrare a fost suprimată. Fiecare semnal de la intrare se aplică în serie tuturor înfășurărilor circuitelor T (miezurile impare), însă numai una din aceste înfășurări are numărul de spire normal, și anume aceea care dă posibilitatea comutării miezului în starea 1. Celelalte înfășurări, care dau posibilitatea magnetizării miezului în același sens cu impulsul de tact (în starea 0), au un număr mic de spire.

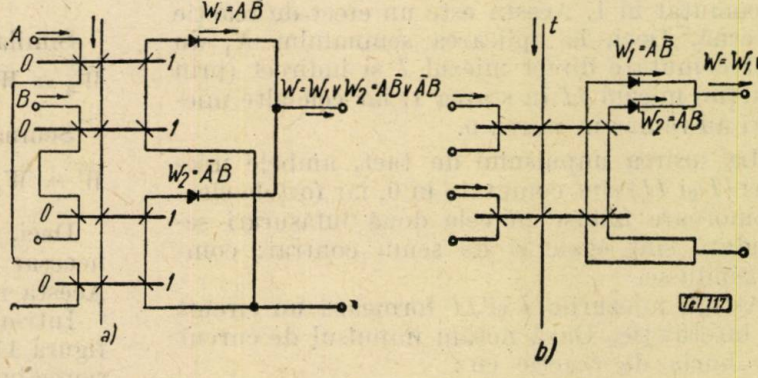


Fig. 10. Circuite *SAU CU EXCLUDERE*.
Semnul ∪ a fost reprezentat în figură prin ∨.

Pe baza ecuațiilor (43) a fost întocmită tabela 3, care precizează funcționarea circuitului.

Se vede că la ieșirea 1 se obține numai cîte un singur impuls, fapt pentru care aceasta se numește ieșire singulară, iar la ieșirea 2 se

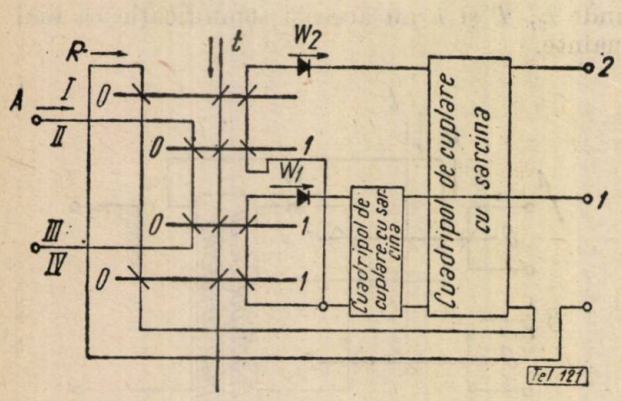


Fig. 14. Trigher de numărare.

obțin de regulă serii de impulsuri, fapt pentru care aceasta se numește ieșire-serie.

Trigherul de numărare poate fi concentrat numai pe două miezuri, suprapunîndu-se miezul *IV* cu *I* și respectiv miezul *II* cu *III* (fig. 15).

CONCLUZII

Din considerațiile făcute în această lucrare rezultă concluzia că teoria algebrică a circuitelor de comutație cu miezuri magnetice poate fi integrată cu ușurință în teoria algebrică generală a circuitelor de comutație fără contacte dacă se respectă condiția ca valorile discrete (respectiv 0 și 1) ale variabilelor să nu se refere la anumite stări statice de magnetizare — așa cum acestea se refereau în cazul tranzistoarelor la stările de conducție sau blocare a acestora [2] — ci la efectul dinamic, de trecere dintr-o stare de magnetizare în alta. Această condiție este legată de procesele fizice din miez (la ieșire se poate obține un efect numai în cazul variației inducției magnetice din miez).

Ca urmare a acestui criteriu de stabilire a valorilor variabilelor, metoda de reprezentare simbolică a circuitelor de comutație cu miezuri magnetice apare naturală.

Tabela 3

Funcționarea trigherului de numărare, după ecuațiile (43)

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$A_{t_0+(n-1)T}$	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0
$R_{t_0+(n-1)T}$	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0
$(W_1)_{t_0+nT}$	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
$(W_2)_{t_0+nT}$	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0

La ieșirea singulară se obține întotdeauna divizarea cu 2 a frecvenței impulsurilor aplicate la intrarea *A*.

Impulsurile de ordin impar, aplicate la intrarea *A*, au ca efect pornirea părții de trigher dinamic (serie de impulsuri la ieșirea 2), iar cele de ordin par au ca efect blocarea circuitului.

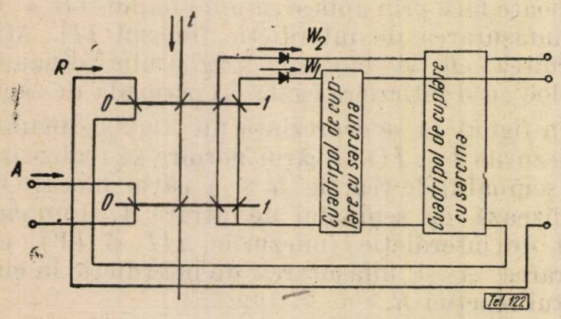


Fig. 15. Trigher de numărare cu două miezuri.

Acest circuit poartă denumirea de *TRIGHER DE NUMĂRARE* (*TN*), sau trigher cu intrarea comună.

Prin lucrarea de față se pun în evidență două circuite elementare de comutație cu miezuri magnetice : circuitul *T* (*TOT*) și circuitul *N* (*NIMIC*), cu ajutorul cărora se pot realiza circuitele de comutație uzuale.

De asemenea, prin această lucrare se stabilesc ecuațiile algebrice ale tuturor circuitelor de comutație uzuale cu miezuri magnetice în paralel cu analiza proceselor fizice care au loc în aceste circuite.

Considerațiile prezentate pot sta la baza analizei și sintezei circuitelor de comutație cu miezuri magnetice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. C. *Teoria algebrică a mecanismelor automate*, București, Editura tehnică, 1959.

[2] Moisil, Gr. C. *Teoria algebrică a circuitelor cu tranzistoare* (partea I), Automatica și Electronica, *5*, nr. 3, (mai-iunie), 1961, p. 101—104.

[3] Karnaugh, M. *Pulse switching circuits using magnetic cores*, Proc. IRE, *43*, nr. 5 (mai), 1955, p. 570—584.

Ing. BARBU ENEEA

Analiza unor scheme folosite în telecomunicații cu ajutorul algebrei logice

CZ 621.395.42 : 621.396.41

În telegrafie, pentru transmiterea informației, în multe cazuri se folosește sistemul duplex în puncte. În principiu, sistemul trebuie să permită efectuarea de legături simultane între stațiile corespondente. Schema de principiu este reprezentată în figura 1.

Elementele din schemă sînt :

R — rezistențele din brațele punții ;
S — rezistența releului telegrafic ;
r_L — rezistența liniei artificiale ;
B — bateria de linie ;
M — manipulatorul telegrafic ;
R_B — rezistența de închidere a circuitului la pămînt, egală ca valoare cu rezistența internă a bateriei.

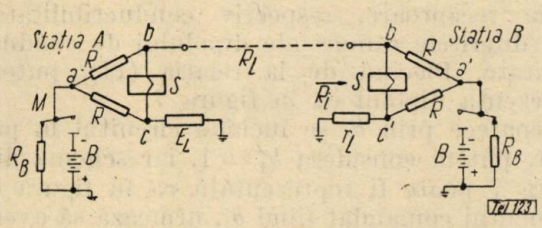


Fig. 1. Schema telegrafică duplex în punte.

Condiția care se pune montajului este ca în momentul emisiei dintr-o stație (de exemplu stația A) releul propriu să nu fie acționat. Pentru aceasta trebuie îndeplinită condiția :

$$U_{bc} = 0, \tag{1}$$

de unde :

$$r_L = R_L + R_i , \tag{2}$$

în care :

R_L este rezistența liniei ;
R_i — rezistența de intrare în stația B.

Pentru calculul rezistenței de intrare considerăm schema din figura 2, a și schema echivalentă din figura 2, b.

Se deduce :

$$R_i = \frac{R(S + R')}{R + S + R'}, \tag{3}$$

unde :

$$R' = \frac{R r_L}{R + r_L}; \tag{4}$$

$$R_i = \frac{R(SR + Sr_L + Rr_L)}{R^2 + 2Rr_L + RS + Sr_L}. \tag{5}$$

Din relațiile (2) și (5) rezultă :

$$r_L = \frac{R(SR + Sr_L + Rr_L)}{R(R + S) + r_L(S + 2R)} + R_L. \tag{5'}$$

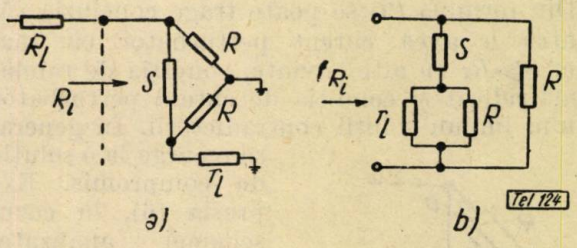


Fig. 2. Schema de principiu a stației corespondente : a – fnucționarea în regim de recepție simplex ; b – schema echivalentă pentru calculul rezistenței de intrare.

Din (5') :

$$r_L = \frac{R_L}{2} + \sqrt{\frac{R_L^2(2R + S) + 4RR_L(S + R) + 4SR^2}{4(2R + S)}}. \tag{6}$$

Curentul care străbate releul S din stația B se calculează, considerînd schema din figura 3, astfel :

$$I_2 = I_0 \frac{R}{S + R\left(1 + \dfrac{r_L}{R + r_L}\right)}. \tag{7}$$

Randamentul la recepție poate fi exprimat prin raportul dintre curentul util I_2, care acționează electromagnetul, și curentul care trece prin linie, I_0 :

$$\eta_R = \frac{I_2}{I_0} = \frac{1}{1 + \dfrac{S}{R} + \dfrac{r_L}{R + r_L}}. \tag{8}$$

Se vede din formulă că randamentul este scăzut deoarece, pentru $r_L \gg R$ $\eta_R = \dfrac{1}{2 + \dfrac{S}{R}} \leqslant 50\%$ și pentru $R = S$ $\eta_R = 33{,}3\%$, mărirea randamentului peste 33,3% se poate obține numai dacă rezistența brațelor punții este mare față de S.

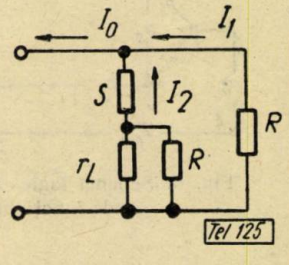


Fig. 3. Schema de principiu a stației corespondente funcționînd în regim de recepție, necesară calculării curentului de acționare a releului.

→

În cazul emisiei pentru stația A interesează curentul perturbator care străbate releul pro-

Formula de structură conduce la schema reală a dipolului cu elemente finite sau infinite care poate fi ușor interpretată și simplificată. Ca regulă trebuie avute în vedere următoarele :

1) Trecerea de la structura „*și*" ($\cap$) la relația algebrică se face prin suma algebrică a elementelor :

$$a \cap b \cap c \cap d \cap \ldots\ldots\ldots \cap n \equiv \equiv a + b + c + d + \ldots\ldots + n. \quad (23)$$

2) Trecerea de la structura „*sau*" ($\cup$) la relația algebrică se face folosind formula clasică de conectare în paralel a rezistențelor sau impedanțelor :

$$a \cup b \cup c \cup d \cup \ldots\ldots \cup n \equiv \equiv \frac{1}{\frac{1}{a} + \frac{1}{b} + \frac{1}{c} + \frac{1}{d} + \cdots + \frac{1}{n}}. \quad (24)$$

3) Dacă unul dintre elementele legate în serie are valoarea zero, înseamnă că circuitul este întrerupt sau are o rezistență foarte mare (conductibilitatea zero).

4) Dacă unul dintre elementele legate în paralel are valoarea 1, înseamnă că circuitul este scurtcircuitat sau are o rezistență foarte mică (conductibilitate bună).

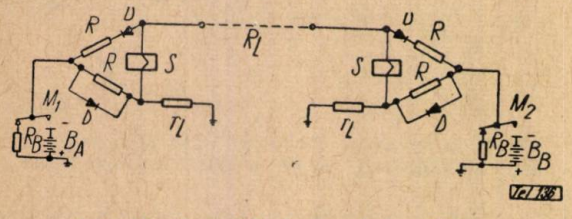


Fig. 14. Montajul duplex îmbunătățit.

5) Dacă două puncte din rețeaua dipolului au același potențial și aceeași polaritate, atunci legătura dintre punctele respective poate fi considerată ca întreruptă (rezistență infinită).

6) Dacă două puncte din rețeaua dipolului au același potențial, însă de semn contrar, atunci punctele pot fi considerate în scurtcircuit (contact închis).

7) Scoaterea unor elemente în afara parantezei este posibilă numai în măsura în care elementul se apropie de valorile extreme (0 sau 1), adică rezistență infinită sau zero.

Ținînd seamă de regulile de mai sus, se pot obține rețele care să simuleze contactele releelor.

Din figura 13, *b* se vede că pentru funcționarea simplex, cînd o stație emite, iar cealaltă recepționează, randamentul este de 100%, deoarece curentul care străbate linia străbate și electromagnetul.

Introducînd și în stația *A* cele două diode descrise în figura 11, obținem schema îmbunătățită din figura 14.

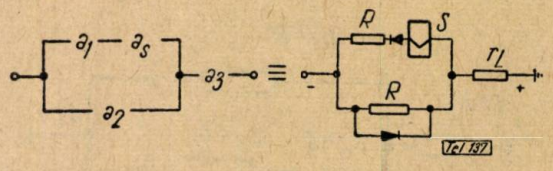


Fig. 15. Schema logică și electrică în condiții de funcționare duplex.

Cînd se emite simultan din ambele stații, atunci, conform regulii (5), putem considera linia întreruptă, $l = 0$, iar formula de structură (12) devine :

$$F_{AB} = a_1 a_s a_3 \cup a_2 a_3 = a_3 (a_1 a_s \cup a_2). \quad (25)$$

Schema este reprezentată în figura 15.

Se observă că randamentul pentru legătura simultană nu se îmbunătățește față de schema din figura 1, deoarece dioda introdusă prezintă rezistență mare în timpul emisiei.

MANIPULAREA CU DISPOZITIV ELECTRONIC (MANIPULAREA INDIRECTĂ)

Pentru manipularea indirectă se poate utiliza montajul arătat în figura 16.

Cît timp nu se aplică impuls la intrarea tranzistorului sau nu se apasă pe manipulator, acesta conduce, iar în linie nu se transmit semnale. În momentul acționării manipulatorului sau al acționării de la distanță cu impuls pozitiv, tranzistorul, respectiv tranzistoarele, se blochează, iar în linie se transmite impuls. O schemă asemănătoare este reprezentată în figura 17.

Funcționarea schemei este următoarea : cînd nu se emite din stațiile *A* și *B*, tranzistoarele sînt deblocate, iar diodele D_2 și D_3 conduc, astfel încît în linie nu avem semnal. La acționarea

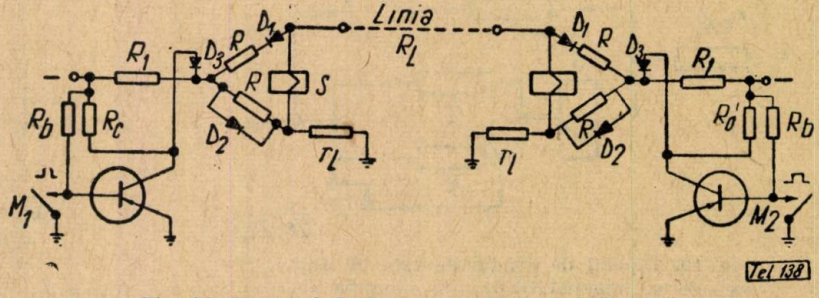


Fig. 16. Montajul duplex cu manipulare electronică.

manipulatorului, într-una din stații, diodele D_2 și D_3 se blochează și avem semnal în linie. Curentul din linie străbate electromagnetul *S*

Ing. B. IONIȚĂ

Televiziunea în culori în U.R.S.S.

CZ 621.397.132(S)

În domeniul televiziunii, programul adoptat de Congresul al XXII-lea al P.C.U.S. prevede realizarea unei rețele unice de televiziune a Uniunii Sovietice, care să permită vizionarea programului transmis la Moscova în cele mai îndepărtate colțuri ale țării. Se preconizează de asemenea organizarea televiziunii cu două și trei programe pentru orașele capitale de republici și pentru o serie de orașe mai mari.

Un loc important în dezvoltarea televiziunii îl ocupă introducerea televiziunii în culori, prevăzută a fi realizată în actualul plan de șapte ani (1959—1965). Televiziunea în culori îmbunătățește net calitatea imaginii transmise, deoarece prezența culorilor apropie imaginea televizată de cea naturală, mărindu-i în același timp contrastul și conținutul de detalii.

Una dintre condițiile de bază pe care trebuie să le satisfacă televiziunea în culori este compatibilitatea cu sistemul de televiziune alb-negru. Prin aceasta se înțelege asigurarea următoarelor posibilități:

a) Recepția în alb-negru cu televizoare obișnuite a programelor transmise în culori.

b) Recepția în alb-negru cu televizoarele pentru culori a programului transmis în alb-negru.

c) Ocuparea unui spectru de frecvențe de aceeași lărgime ca și pentru televiziunea în alb-negru.

Condiția compatibilității are o deosebită importanță deoarece permite actualilor posesori de televizoare normale să poată recepționa și programul transmis în culori, iar celor care doresc să recepționeze programul în culori să poată folosi același televizor și pentru recepția programelor transmise în alb-negru.

Condiția de ocupare a unei aceleiași benzi de frecvență cu televiziunea în alb-negru dă posibilitatea folosirii, pentru transmiterea televiziunii în culori, a echipamentului actual din stațiile de emisiune și de pe liniile de radiorelee și cabluri coaxiale.

În U.R.S.S., prima imagine de televiziune în culori, după un sistem care satisface condiția de compatibilitate, a fost realizată de Institutul electrotehnic de telecomunicații „Bonci Bruevici" din Leningrad în 1955.

În 1959 și-a început emisiunile regulate stația experimentală de televiziune în culori din Moscova. Sistemul ales, fiind compatibil cu televiziunea monocromă, folosește aceiași parametri principali, adică imaginea este descompusă în 625 linii la 50 de cîmpuri pe secundă. Semnalul video se transmite cu o lărgime de bandă de 6 MHz, lărgimea canalului de radiofrecvență fiind de 8 MHz, iar ecartul dintre purtătoarea de sunet și imagine, de 6,5 MHz.

După cum se știe, la baza tuturor sistemelor de televiziune în culori construite pînă în prezent, stă principiul sintezei culorilor naturale din trei culori fundamentale sau primare: roșu, verde și albastru. Conform acestui principiu, orice culoare din natură poate fi obținută dintr-un amestec în proporții convenabile al celor trei culori primare.

Imaginea care se transmite se descompune în trei imagini monocrome, cîte una în fiecare dintre culorile fundamentale, semnalele electrice transmițîndu-se separat. Reproducerea imaginii inițiale se obține suprapunînd printr-o metodă sau alta imaginile monocrome recepționate.

Transmisiunea în sistemul folosit la stația experimentală din Moscova cuprinde două grupuri de informații:

a) Un semnal alb-negru, identic cu semnalul transmis în sistemul monocrom obișnuit proporțional cu luminozitatea imaginii, denumit semnal de strălucire.

b) Un semnal de culoare, denumit semnal de crominanță, care conține informațiile suplimentare pentru a transforma imaginea alb-negru într-o imagine în culori, dar care nu influențează luminozitatea acesteia. Cu alte cuvinte rolul semnalului de crominanță este de a „colora" imaginea în alb-negru reprodusă de semnalul de strălucire. Ambele semnale se transmit simultan.

Semnalul de strălucire este transmis conform normelor obișnuite de televiziune și asigură posibilitatea unei recepții normale în alb-negru a programului emis în culori pe ecranele televizoarelor obișnuite pentru recepția imaginilor în alb-negru. Necesitatea semnalului de strălucire este dictată pe de o parte de realizarea condiției de compatibilitate, iar pe de altă parte de faptul că acuitatea ochiului pentru detaliile în alb-negru este mult mai mare decît pentru detaliile colorate și de aceea detaliile fine ale imaginii se transmit numai de semnalul de strălucire. Din această cauză și spectrul de frecvență al semnalului de strălucire este mult mai larg decît al semnalului de crominanță.

Semnalul de strălucire (E_Y) se formează prin însumarea în următoarele proporții a semnalelor instantanee obținute de la camera videocaptoare, care funcționează pe baza descompunerii culorilor imaginii în culorile fundamentale roșu (R), verde (G) și albastru (B):

$$E_Y = 0{,}334\ E_R + 0{,}585\ E_G + 0{,}081\ E_B.$$

Alegerea acestui raport de semnale asigură redarea corectă pe ecranele televizoarelor nor-

aproximativ 430 mii găuri cu diametrul de 0,26 mm.

Fasciculele tunurilor electronice se întretaie în planul măştii şi apoi cad fiecare pe cîte unul dintre cele trei elemente ale unui grup (fig. 3). Cu ajutorul măştii se obţine ca fiecare dintre fasciculele electronice, alunecînd în orice direcţie pe suprafaţa ecranului, să bombardeze numai elementele corespunzătoare unei singure culori şi care nu coincid cu elementele bombardate de celelalte fascicule. Reglînd intensităţile relative ale fasciculelor, se pot reproduce toate culorile.

Diametrul ecranului tubului este de 53 cm şi lungimea de 65 cm. Partea conică a tubului este metalică şi are rolul de a ecrana spaţiul interior de cîmpurile magnetice exterioare şi în particular de efectul cîmpului magnetic terestru. În acest tub, calitatea imaginii depinde de poziţia reciprocă a fasciculelor electronice şi de poziţia acestora faţă de mască; de aceea îndepărtarea influenţei cîmpurilor exterioare are o importanţă deosebită.

Întrucît, în apropierea suprafeţei ecranului, electronii sînt supuşi într-o oarecare măsură influenţei cîmpurilor electrice şi magnetice străine, la periferia exterioară a tubului, pe perimetru, se instalează cîţiva mici magneţi permanenţi sau bobine speciale de compensare.

Convergenţa fasciculelor electronice în planul măştii şi simetria acestora faţă de axa tubului se asigură prin aşezarea şi înclinarea corespunzătoare a axelor tunurilor electronice. Întrucît, în procesul de montaj al tubului, sînt de neînlăturat unele erori faţă de poziţiile exacte, tubul este prevăzut cu dispozitive electrice pentru obţinerea poziţiei corecte a fasciculelor electronice. Pentru corectarea convergenţei fasciculelor în funcţie de poziţia lor, tubul mai este prevăzut cu un dispozitiv de convergenţă dinamică.

Dimensiunile imaginii pe ecran sînt de 470 × 360 mm. Tubul funcţionează cu o tensiune anodică de 20 kV.

Institutul de cercetări al Ministerului Poştelor şi Telecomunicaţiilor al Uniunii Sovietice a realizat de asemenea cîteva variante de sisteme compatibile de televiziune în culori. Aici s-a construit un echipament complet pentru studio, regie tehnică şi pentru transmiterea filmelor şi diapozitivelor în culori. Întregul complex este instalat în pavilionul „Radioelectronica" de la Expoziţia industrială unională.

În institut s-au realizat de asemenea două tipuri de televizoare cu proiecţie: unul destinat încăperilor mai mici cu ecran de 480 × 360 mm şi altul pentru încăperi mari cu ecran reflectant exterior, de 1200 × 900 mm. Imaginea colorată în aceste televizoare este realizată cu ajutorul a trei cinescoape pentru proiecţie cu ecrane colorate respectiv în roşu, verde şi albastru. Diametrul ecranului este de 65 mm, dimensiunile imaginii — de 35 × 48 mm. Luminozitatea ecranului verde este de aproximativ 470 msb, a celui roşu — de 215 msb, iar a celui albastru — de 150 msb la o tensiune anodică de 25 kV.

Diferite sisteme de televiziune în culori au fost studiate în ultimii ani la catedra de televiziune de la Institutul electrotehnic de telecomunicaţii din Leningrad. În acest institut s-a proiectat şi realizat un echipament complet de televiziune pentru transmiterea filmelor în culori, care lucrează după sistemul spotului volant. Aparatajul este instalat la pavilionul „Radioelectronica" de la Expoziţia industrială unională.

Tot în cadrul Institutului electrotehnic de telecomunicaţii din Leningrad s-a realizat o cameră de studio care, în locul celor trei tuburi videocaptoare obişnuite, foloseşte un tub cinescop pentru proiecţie. Sursa de iluminare în acest caz o constituie fasciculul explorator foarte luminos al cinescopului, care se deplasează pe ecran după traiectoria normală de explorare.

Cu ajutorul unui sistem optic, fluxul luminos de pe ecranul cinescopului este proiectat pe obiectul (scena) care se transmite şi succesiv, element cu element, este luminată suprafaţa acestuia.

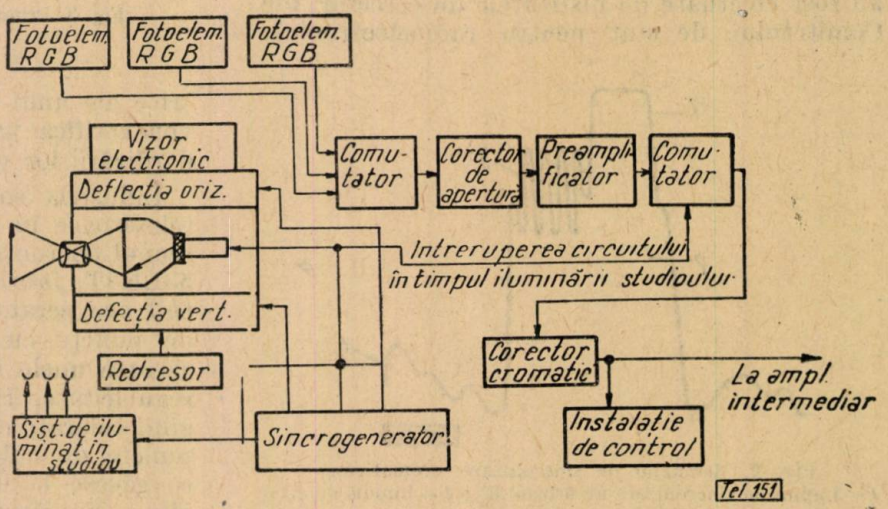


Fig. 4.

Lumina reflectată de obiect cade asupra unei serii de fotoelemente aşezate în studio aproximativ în acele locuri unde ar fi trebuit să se

Ing. O. C. GHEORGHIU

Dispozitiv pentru măsurat permeabilitatea în joasă frecvență

CZ 621.317.411

În mod obișnuit, permeabilitatea materialelor magnetice izolante (tip ferită) se determină folosind probe toroidale bobinate. Probele toroidale sînt indicate pentru evitarea cîmpului demagnetizant [1].

Cu ajutorul unei punți se determină rezistența și inductanța bobinei toroidale și din relații simple se calculează permeabilitatea și pierderile magnetice globale ale materialului [2]. Metoda aceasta prezintă următoarele dezavantaje :

1. Este necesar a se executa două bobinaje identice, unul pe materialul de studiat și altul pe un tor nemagnetic (lemn, pertinax).

2. La materialele magnetice cu pierderi mici, pierderile în bobinaj sînt mult mai mari decît pierderile magnetice și eroarea de măsură este mare.

3. Constanta dielectrică mare prezentată de majoritatea materialelor magnetice la frecvențe joase face ca repartiția curenților să nu fie aceeași în cele două bobinaje, și astfel determinarea pierderilor în cupru (bobinaj) poate da erori mari.

În articolul de față se va arăta că se poate determina permeabilitatea fără a fi necesară bobinarea probei toroidale. În acest scop proba se introduce într-o cavitate coaxială (fig. 1).

Dimensiunile cavității sînt foarte mici față de lungimea de undă la care se lucrează, astfel încît

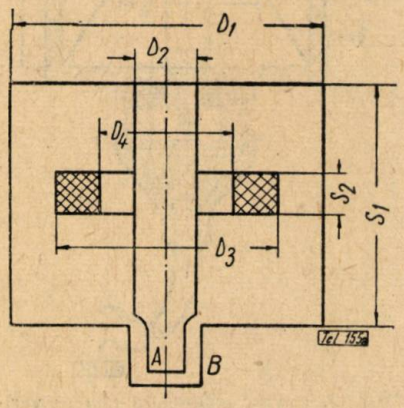


Fig. 1. Cavitatea coaxială în care se introduce proba toroidală pentru determinarea permeabilității fără a fi necesară bobinarea probei.

nu se produc fenomene staționare. Legînd un generator între punctele A și B, prin pereții cavității va trece un curent. În pereții cilindrici, curentul are direcția generatoarelor. În pereții plani, curentul are direcția razelor ce pleacă din axa cavității. Cîmpul magnetic creat de curenții din pereți este cuprins în întregime în interiorul cavității și este dat de expresia :

$$H = \frac{I}{2\pi r}, \qquad (1)$$

în care I reprezintă curentul total în peretele interior al cavității, iar r — distanța punctului considerat pînă la axa cavității.

Datorită conductibilității finite a pereților și cîmpului magnetic creat de curenții din pereți, între punctele A și B cavitatea prezintă o rezistență R_c și o inductanță L_c.

Legînd cavitatea la o punte între punctele A și B, se va măsura o impedanță :

$$Z_c = R_c + j\omega L_c. \qquad (2)$$

Rezistența R_c este foarte mică, pereții cavității fiind făcuți dintr-un material foarte bun conducător de electricitate (alamă, cupru). Practic, această rezistență este neglijabilă.

Inductanța cavității se poate calcula ușor, în următorul mod :

$$L_c = \frac{\Phi}{I} = \frac{\mu_0}{I}\int H\,dA.$$

Deoarece cîmpul H este constant la o distanță dată de axa cavității :

$$L_c = \frac{\mu_0 S_1}{I}\int_{\frac{D_2}{2}}^{\frac{D_1}{2}} H\,dr = \frac{\mu_0 S_1}{2\pi}\int_{\frac{D_2}{2}}^{\frac{D_1}{2}} \frac{dr}{r},$$

sau :

$$L_c = \frac{\mu_0 S_1}{2\pi}\ln\frac{D_1}{D_2}. \qquad (3)$$

Introducînd proba toroidală în cavitate, impedanța prezentată de cavitate se modifică.

Contribuția spațiului ocupat de probă la valoarea inductanței cavității este :

$$L_{m0} = \frac{\mu_0 S_2}{2\pi}\ln\frac{D_3}{D_4}. \qquad (4)$$

Deoarece valoarea L_{m0} este utilă în aplicarea metodei, este mai comod a se scrie sub forma :

$$L_{m0} = 4{,}6 \times 10^{-7}\ S_2 \log\frac{D_3}{D_4}. \qquad (4a)$$

S-a ajuns la această expresie punînd $\mu = 4\pi \times 10^{-7}\ H/m$ și trecînd la logaritmi zecimali (S_2 se exprimă în metri).

Dacă admitem că permeabilitatea materialului este :

$$\mu = \mu_0\ (\mu' - j\mu'') = \mu_0\ \mu_r, \qquad (5)$$

unde :

$$\mu_r = \mu' - j\mu'', \qquad (6)$$

Întrucît atmosfera din camera de tragere este în general umedă şi străbătută de curenţi reci, care vin din secţiunea de canalizaţie, reumatismul se întîlneşte des la jonctori. Îmbolnăvirea plămînilor (răceală, bronşită, pleurită, T.B.C. etc.) se poate produce mai ales în timpul perioadelor în care se lucrează cu lampa de benzină, cînd temperatura din camera de tragere este superioară celei atmosferice, în timp ce pereţii rămîn reci.

Intoxicările apar în urma introducerii în organism a substanţelor cu care lucrează jonctorii, a gazelor rezultate în urma procesului arderii benzinei sau care pătrund pe conducte în camera de tragere. Aceste materiale şi substanţe sînt : plumbul, parafina, bioxidul de carbon, oxidul de carbon şi gazele naturale.

Plumbul poate ajunge în organism sub formă de particule foarte fine sau sub formă de vapori, şi, ca urmare, se poate produce intoxicaţia cronică cu plumb. S-a constatat că muncitorii care lucrează în astfel de condiţii se plîng de cefalee, lipsă de poftă de mîncare, oboseală rapidă şi slăbiciune fizică, cauza acestora putînd fi intoxicarea cronică cu plumb.

Plumbul sub formă de vapori care iau naştere în timpul sudării şi desudării manşoanelor, fiind inspirat odată cu aerul, pătrunde în plămîni şi în sînge. În timpul lucrului pe mîini se fixează particule fine de plumb, care sînt introduse în gură o dată cu alimentele, de unde plumbul ajunge în sistemul gastro-intestinal şi apoi în sînge.

Plumbul care s-a fixat în cavitatea bucală atacă dantura, iar cel care a ajuns în sînge dă naştere simptomelor amintite.

Parafina poate ajunge în organism pe aceleaşi căi ca şi plumbul, dar este mai puţin toxică decît acesta. Experienţele au arătat că vaporii de parafină produc leziuni degenerative în ficatul şi splina şoarecilor albi [5].

Bioxidul de carbon nu este toxic, însă prezenţa lui în atmosferă reduce cantitatea de oxigen. Primele tulburări în organism apar la o concentraţie în atmosferă de 4 — 5% bioxid de carbon. În camera de tragere, acest gaz apare ca urmare a procesului de ardere a benzinei, dar mai ales ca rezultat al respiraţiei. S-a observat că, în cazul atmosferei viciate cu bioxid de carbon, minerii se plîng de greutăţi în respiraţie, dureri de cap, pierderea respiraţiei, bătăi de inimă etc.

Oxidul de carbon, spre deosebire de bioxidul de carbon, este un gaz toxic. Greutatea specifică foarte apropiată de a aerului (0,967) favorizează prezenţa în aer la nivelul căilor respiratorii ale muncitorilor. În afară de acestea, oxidul de carbon are şi un număr de proprietăţi derutante, şi anume este inodor, incolor şi insipid.

Intoxicarea cu oxid de carbon se manifestă prin tulburări ale sistemului nervos central, iar dacă intoxicarea este puternică şi de durată, poate produce moartea. Aceste tulburări sînt favorizate de temperatura ridicată a mediului ambiant.

În ceea ce priveşte concentraţia-limită de oxid de carbon admisă în aerul atmosferic, Inspectoratul sanitar al U.R.S.S. prevede 2 mg/m^3 în decurs de 24 ore şi 6 mg/m^3 pentru o singură priză. Cercetările mai recente au arătat că concentraţia admisă în decurs de 24 ore trebuie redusă la 1 mg/m^3 [7].

În camera de tragere, oxidul de carbon poate proveni de pe conducte, dar mai ales ca urmare a arderii incomplete a benzinei. Efectele toxice sînt favorizate de temperatura ridicată din camera de tragere, cînd se lucrează cu lampa de benzină.

Gazul natural este un amestec de hidrocarburi în care predomină metanul. Pericolul vicierii aerului cu gaze naturale constă atît în reducerea cantităţii de oxigen din atmosferă, în care caz urmările sînt aceleaşi ca în cazul vicierii cu bioxid de carbon, cît mai ales în faptul că, în amestec cu aerul, gazele naturale formează un amestec exploziv.

Din cele expuse se constată că toate substanţele toxice pătrund în organism pe căile respiratorii, fiind inhalate cu aerul atmosferic, şi că plumbul şi parafina pot pătrunde şi pe calea aparatului digestiv.

MĂSURI DE SECURITATEA MUNCII

Măsurile de securitatea muncii în camerele de tragere se referă la prevenirea accidentelor, la prevenirea îmbolnăvirilor şi la măsurile de prim ajutor în caz de accidente şi intoxicări.

Măsuri de prevenire a accidentelor de circulaţie

În scopul prevenirii accidentelor de circulaţie se iau următoarele măsuri :

— după scoaterea capacului camerei de tragere, se aşază pe gura camerei o pavăză circulară, care fereşte pe jonctor de a călca — din neatenţie — în gura camerei de tragere ;

— în jurul gurii camerei de tragere se aşază garduri de protecţie, care avertizează pietonii şi vehiculele ;

— pe timpul nopţii se aprinde o lumină, de preferinţă de culoare roşie.

Pentru prevenirea sufocării jonctorilor, înainte de coborîrea în camera de tragere, ea se va aerisi.

Inundarea camerei de tragere de către apele provenite din ploi se evită punînd un strat de nisip în jurul pavezei circulare de la gura camerei de tragere.

În scopul evitării exploziilor datorite prezenţei gazelor naturale în camera de tragere, în afară de unele dintre măsurile de mai sus, se vor mai respecta următoarele reguli :

— se interzice intrarea jonctorilor în camera de tragere fără ca aceasta să fi fost aerisită ;

— se interzice aruncarea în camera de tragere a corpurilor aprinse (cîrpe, hîrtii) în scopul detectării prezenţei gazelor inflamabile ;

— pentru detectarea prezenţei acestora se vor folosi detectoare anume destinate, a căror funcţionare nu poate da naştere la explozii.

Pentru a împiedica accesul apei şi al aerului viciat în camera de tragere, se vor astupa cu ipsos toate găurile conductelor şi toate derivaţiile, fie că sînt libere, fie că sînt ocupate cu cabluri.

Pentru a preveni electrocutarea, lămpile electrice ale acestei instalaţii nu se vor alimenta cu o tensiune mai mare decît 25 V, tensiunea maximă admisă în cazul încăperilor subterane şi umede. De aceea alimentarea lămpilor la tensiunea reţelei este cu desăvîrşire interzisă. Alimentarea lămpilor electrice se va face prin intermediul unui transformator de tensiune, care să dea la ieşire o tensiune de 24 V. În afară de aceasta, partea de cordon dintre transformator şi sursa de alimentare trebuie să fie amplastă la o înălţime inaccesibilă, să aibă izolamentul în bună stare şi de calitate (rezistenţă de izolament ridicată). Aceleaşi condiţii se impun şi pentru cordonul de alimentare al dispozitivului de aerisire.

Măsuri de prevenire a îmbolnăvirilor

În scopul prevenirii îmbolnăvirii şi intoxicării jonctorilor care lucrează în camera de tragere, se iau două categorii de măsuri : tehnice şi medicale.

a) *Măsuri tehnice.* Astuparea conductelor şi derivaţiilor elimină posibilitatea formării curenţilor de aer rece. Deosebit de aceasta, lucrul în camera de tragere nu se va începe mai înainte de a fi scos toată apa şi de a se fi uscat pereţii. Aceste măsuri tehnice vor preveni contractarea de reumatisme, de afecţiuni pulmonare etc.

În scopul prevenirii intoxicării trebuie luate măsuri care să împiedice pătrunderea gazelor în camera de tragere şi măsuri care să le elimine în cazul cînd totuşi au reuşit să pătrundă. Astuparea conductelor şi derivaţiilor înainte de începerea lucrului va împiedica vicierea din exterior a aerului din camera de tragere, iar ventilarea camerei de tragere în timpul lucrului va elimina gazele toxice care au pătruns, totuşi, la locul de muncă sau care iau naştere ca urmare a procesului de producţie, pe de o parte, iar pe de altă parte va purifica aerul prin mărirea proporţiei de oxigen.

Ventilarea bine aplicată este singurul mijloc de prevenire a intoxicaţiilor acute şi cronice cu vapori de plumb şi parafină şi cu gazele toxice aflate în atmosfera din camera de tragere. Deosebit de aceasta, ventilarea micşorează temperatura de la locul de muncă, reducînd astfel toxicitatea oxidului de carbon şi creînd condiţii de muncă mai uşoare pentru jonctori.

Cea mai bună ventilare se obţine cînd se introduce aerul curat în părţile inferioare ale locului de muncă, deoarece se creează un curent de jos în sus de aer curat, care elimină aerul viciat. În acest sens, la Direcţia P.T.T.R. a Capitalei şi Regiunii Bucureşti — Serviciul reţele urbane — s-a propus

S-a ţinut seamă, de asemenea, ca noile tipuri de cabluri pentru telecomunicaţii să satisfacă exigenţele calitative mereu sporite ale dezvoltării reţelelor telefonice raionale şi orăşeneşti.

Tabela 5

Diametrul conductorului ϕ mm	Rezistenţa de izolaţie MΩ.Km	Capacitatea maximă μF/Km	Tensiunea de încercare V
1,0	250	0,2	1000
1,37			

Tel 184

Se ştie că încă la finele anului 1959 reţeaua telefonică raională a solicitat zeci de mii de kilometri de cabluri şi conductoare pentru telecomunicaţii. Dezvoltarea reţelei telefonice pînă în 1965 pune în faţa industriei de cabluri sarcini şi mai importante.

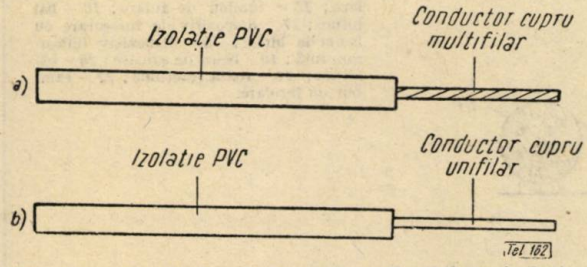


Fig. 4, *a*. Conductor de conexiune flexibil cu izolaţie de P.C.V.

Fig. 4, *b*. Conductor de conexiune unifilar masiv cu izolaţie de P.C.V.

Pentru a se obţine o eficienţă economică cît mai ridicată au fost puse în funcţiune linii tehnologice atît pentru fabricarea cablurilor de telecomunicaţii urbane şi a cablurilor de semnalizare şi blocaj (fig. 7), cît şi pentru cabluri telefonice, de semnalizare şi coaxiale izolate cu materiale plastice (fig. 8).

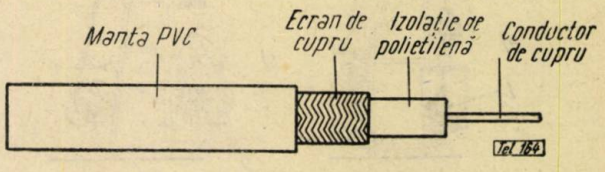


Fig. 5. Fider de televiziune cu izolaţie de P.C.V.

Pentru a releva componenţa utilajului tehnologic afectat celor două linii tehnologice destinate fabricării cablurilor telefonice urbane, a cablurilor de semnalizare şi blocaj sau a conductoarelor corespunzătoare scopurilor de telecomunicaţii, izolate cu hîrtie sau P.C.V. se dau în figurile 9 şi 10 schemele procesului tehnologic pe faze de operaţii.

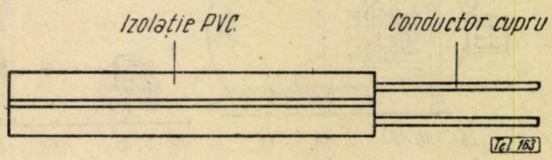


Fig. 6. Cablu coaxial pentru antene cu izolaţie de polietilenă.

După cum se vede din figura 9, linia tehnologică pentru fabricarea cablurilor telefonice urbane şi a cablurilor de semnalizare izolate cu hîrtie se compune din mai multe utilaje tehnologice. Caracteristic acestor utilaje este că hîrtia tăiată sub formă de role izolează firele de cupru pe maşina multiplă de izolat (*a*). Sîrma izolată pe mosoare se cuartează pe o

Fig. 7. Linie tehnologică pentru fabricarea cablurilor telefonice urbane şi a cablurilor de semnalizare şi blocaj izolate cu hîrtie:

I – maşină de tăiat hîrtie; *II* – maşină multiplă pentru izolat firele de cupru cu hîrtie; *III* – maşină de împerecheat; *IV* – maşină de înfuniat perechi; *V* – autoclavă pentru uscarea cablului izolat şi înfuniat; *VI* – presă de plumb; *VII* – maşină de armat cu benzi de oţel; *VIII* – platformă de încercare a cablurilor de telecomunicaţii; *A* – cablu telefonic urban izolat cu hîrtie; *B* – cablu de semnalizare şi blocaj izolat cu hîrtie; *1, 2, 3, ...* fazele de operaţii.

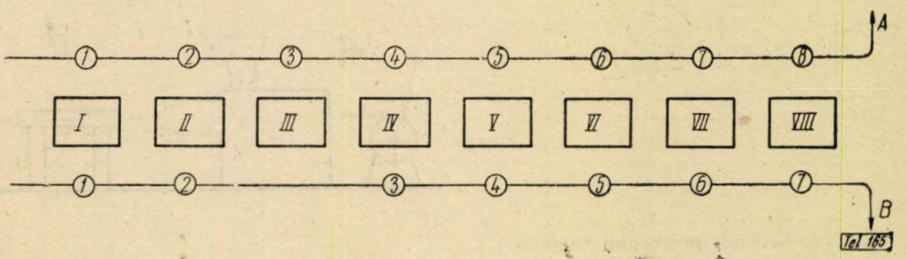
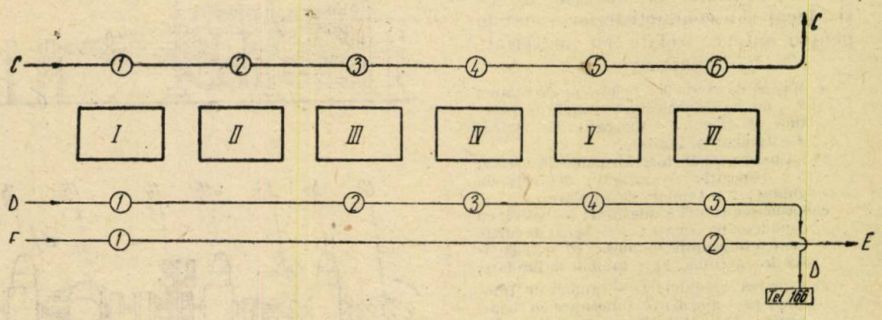


Fig. 8. Linie tehnologică pentru fabricarea cablurilor telefonice urbane, a cablurilor de semnalizare şi blocaj şi a conductoarelor coaxiale pentru antene izolate cu materiale plastice:

I – extruder pentru izolat cu materiale plastice; *II* – maşină de împerecheat sau cuartat; *III* – maşină de înfuniat; *IV* – extruder pentru mantale; *V* – maşină de armat; *VI* – platformă de încercare; *C* – cabluri telefonice; *D* – cabluri de semnalizare şi blocaj; *E* – conductoare coaxiale; *1, 2, 3, ...* faze de operaţii.



Tendinţa actuală reflectă folosirea pe scară largă a materialelor plastice la fabricarea cablurilor de telecomunicaţii clasice izolate cu hîrtie.

Se merge deci pe utilizarea concomitentă ca materiale electroizolante atît a materialelor plastice cît şi a hîrtiei.

maşină cu patru colivii, dispuse diametral opus (poz. 9 *b*), iar apoi cuartele telefonice se înfuniază pe o maşină de înfuniat *c*, după care cablul obţinut se usucă în autoclave cu vapori *d* la temperatura de 110–120°C. Cablurile uscate se îmbracă în manta de plumb şi se armează *f*, *e*.

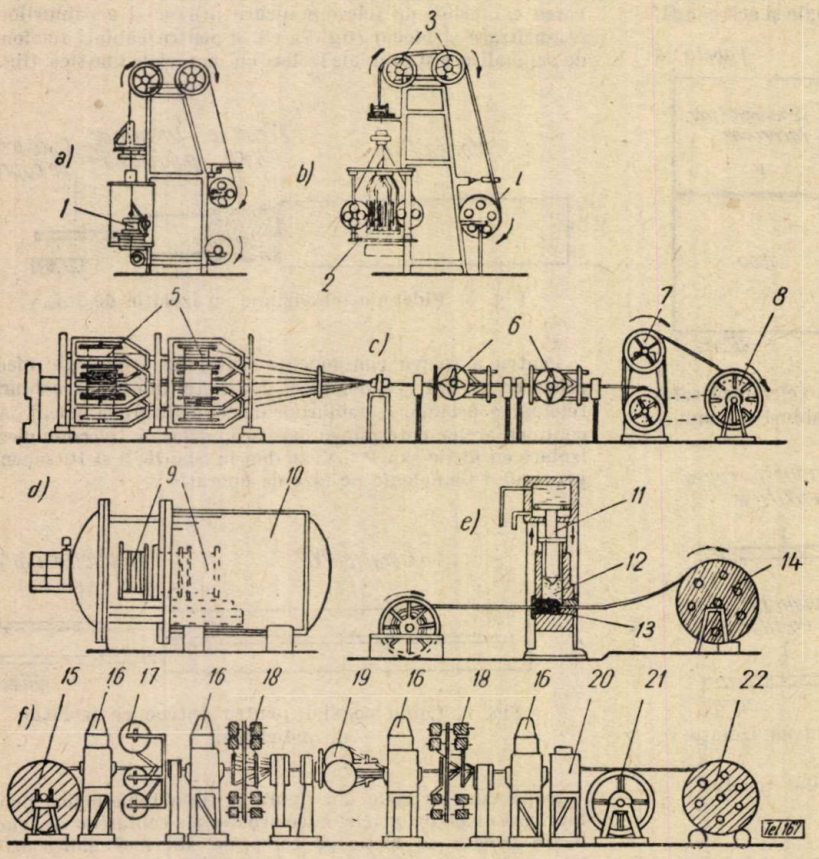


Fig. 9. Schema procesului tehnologic de fabricare a cablurilor telefonice urbane şi a cablurilor de semnalizare şi blocaj izolate cu hîrtie :

a. Izolarea conductoarelor : *1* – dispozitiv de izolare.

b. Răsucirea conductoarelor izolate în cuartă : *2* – dispozitiv de răsucit ; *3* – roţi de ghidaj ; *4* – tambur de înrolare.

c. Răsucirea totală a miezului. *5* – colivii cu conductoare izolate ; *6* – benzi de hîrtie pentru înfăşurarea comună ; *7* – dispozitiv de tracţiune ; *8* – tambur înrolare.

d. Uscarea miezului : *9* – tambure ; *10* – autoclavă uscare.

6. Plumbuirea miezului ; *11* – piston presă ; *12* – plumb ; *13* – dorn.

f Armarea cablului : *14* – tambur de înrolare ; *15* – tambur de rulare ; *16* – băi bitum ; *17* – dispozitiv de înfăşurare cu benzi de hîrtie ; *18* – dispozitiv înfăşurare iută ; *19* – benzi de armare ; *20* – băi bitum : *21* – roată tracţiune ; *22* – tambur de înrolare.

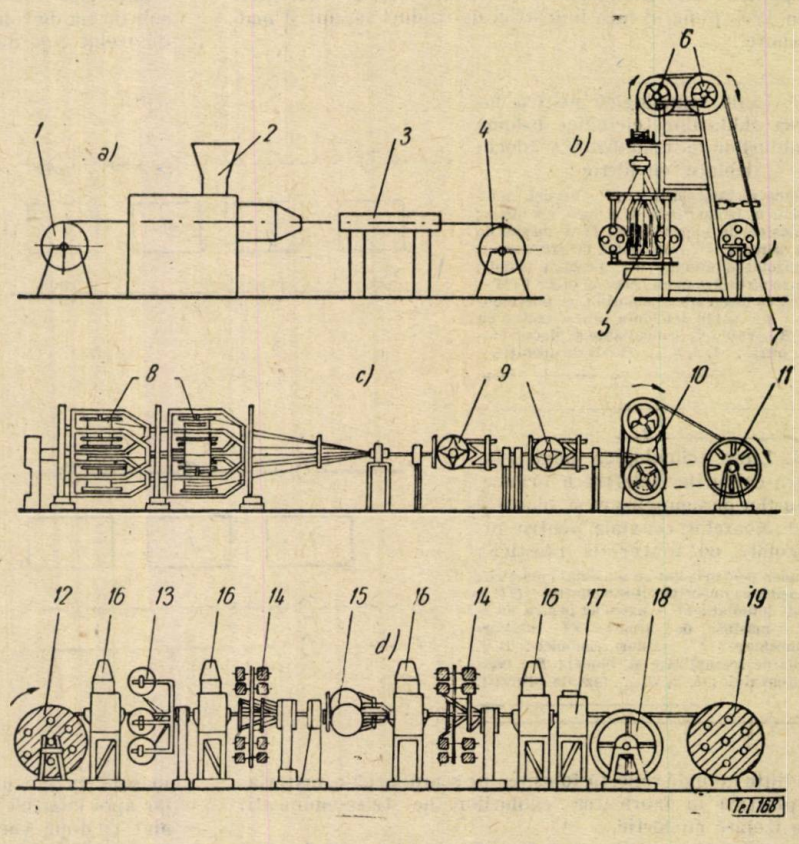


Fig. 10. Schema procesului tehnologic de fabricare a cablurilor telefonice urbane, a cablurilor de semnalizare şi blocaj şi a conductoarelor coaxiale pentru antene izolate cu materiale plastice :

a. Maşină de extruzie : *1* – tambur de rulare ; *2* – coş de alimentare cu granule de materiale plastice ; *3* – dispozitiv de răcire ; *4* – tambur de înrolare.

b. Răsucirea conductoarelor izolate în cuartă ; *5* – dispozitiv de răsucit ; *6* – roţi de ghidaj ; *7* – tambur de înrolare.

c. Răsucirea totală a miezului : *8* – colivii cu conductoare izolate ; *9* – benzi de hîrtie pentru înfăşurare comună ; *10* – dispozitiv de tracţiune ; *11* – tambur de înrolare.

d. Armarea cablului : *12* – tambur de înrolare ; *13* – dispozitiv înfăşurare cu benzi hîrtie ; *14* – dispozitiv înfăşurare iută ; *15* – benzi de armare ; *16* – băi bitum ; *17* – baie soluţie cretă ; *18* – roată tracţiune ; *19* – tambur de înrolare.

Pentru asigurarea calității corespunzătoare a armării cablurilor, mașina de armat posedă mai multe cutii de bitum succesive și bobinoare de iută *f*, necesare pentru formarea pernei de protejare a plumbului sub și peste banda de oțel.

În figura 10 este prezentată linia tehnologică pentru cablurile telefonice urbane, cabluri de semnalizare și coaxiale izolate cu materiale plastice. Pe lîngă utilajele tehnologice comune, necesare la fabricarea cablurilor de telecomunicații izolate cu hîrtie *9*, apar ca utilaje conducătoare extruderele de materiale plastice (fig. 10 *a*). Extruderele sînt mașini care servesc la polimerizarea materialelor plastice prin înmuierea pe cale termică a acestora la temperatura de 110—120°C. Procesul de înmuiere este termoreglat, iar materialele plastice înmuiate îmbracă apoi sîrma de cupru sau cablul în procesul de trecere a acestora prin interiorul unei matrițe de diametru corespunzător.

Restul operațiilor au fost descrise în figura 9, și pentru cuartare în figura 10, *b*, pentru înfuniere în figura 10, *c*, și pentru armare în figura 10, *d*.

Lipsesc în acest caz operațiile de uscare și îmbrăcare în manta de plumb, care nu mai sînt necesare, obținîndu-se prin aceasta o importantă economie de muncă vie.

Organizarea fabricației cablurilor de telecomunicații în linii tehnologice a fost precedată de organizarea producției pe grupe de mașini.

Trecerea de la organizarea fabricației pe grupe de mașini la organizarea producției în flux tehnologic a fost determinată de mărimea seriei de produse și a avut ca efect economic mai buna încărcare și folosire a utilajului tehnologic. Productivitatea muncii a sporit cu 25% la cablurile izolate cu hîrtie, iar consumul de manoperă directă în h/km a scăzut cu circa 30 h/km, luîndu-se în considerație scăderea manoperei pe fiecare fază tehnologică, începînd cu trefilarea sîrmei și pînă la obținerea cablurilor în formă finită.

Efecte tehnice și economice importante se vor obține prin punerea în fabricație a seriei de cabluri pentru telecomunicații izolate cu P.C.V., asimilate în anul 1961. Prin reproiectarea cablurilor de semnalizare, în sensul adoptării izolațiilor și mantalelor de P.C.V., s-au obținut în anul 1961 economii însemnate de plumb și benzi de armare, reprezentînd circa 1000 t plumb și 400 t bandă de armare, materiale care au fost redate economiei naționale pentru alte scopuri.

Tabela 6

Nr. crt.	Caracteristica			
		Polistirenul	PVC	Polietilena
1	Greutatea specifică	1,06	1,26	0,92
2	Comportarea la flacără	arde ușor	bună	arde ușor
3	Permitivitatea	2,5 ÷ 2,6	4,9	2,28
4	Factorul de pierdere tg δ	0,0002	0,1	0,0001÷0,0003
5	Rezistența de volum Ω cm	10^{17}	10^{14}	10^{16}
6	Scopul unde folosește	cablun radio frecvență	izol. și mantale la cabluri de semnalizare	cabluri și conductori de radio frecvență

Prin utilizarea materialelor plastice la alte cabluri de telecomunicații, cum sînt cablurile telefonice pentru schimbător, cablurile coaxiale ș.a., se vor obține economii anuale de plumb și de benzi de oțel mult mai mari (în medie 1400 t plumb și 600 t benzi de oțel).

În ultimii ani, materialele plastice au găsit o aplicare crescîndă la cablurile electrice de toate tipurile, printre care și la cablurile de telecomunicații, datorită însușirilor lor ca materiale electroizolante și de protecție. Aceasta se referă în primul rînd la factorul de pierdere (tg δ) și la rezistența electrică de volum (tabela 6).

În același timp, la utilizarea materialelor plastice se iau în considerație și gamele temperaturilor de funcționare în condițiile date de exploatare. În scopul acesta se utilizează, după caz, policlorură de vinil pentru cabluri care funcționează la temperatura de regim pînă la 140°C, sau polietilena la cabluri de telecomunicații care funcționează la temperaturi de 95—101°C.

*

O altă cale a progresului tehnic este mecanizarea și automatizarea proceselor tehnologice, importantă sursă de sporire a productivității muncii.

După cum se știe, majoritatea utilajelor tehnologice pentru fabricarea cablurilor electrice se compun din elemente mecanice comune, ca: instalația de derulare, dispozitivul de izolare (cu hîrtie sau materiale plastice), respectiv instalația de înfuniat (perechi, cuarte etc.), roata de tracțiune și mecanismul de etalare și înrolare a cablurilor (fig. 11).

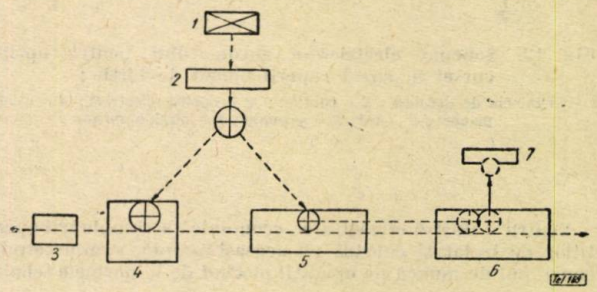


Fig. 11. Schema de acționare mecanică la utilajele pentru cabluri (de izolat, de înfuniat și de armat):

1 — electromotor; *2* — reductor; *3* — instalație de derulare; *4* — organul de lucru; *5* — roata de tracțiune; *6* — instalația de înrolare; *7* — dispozitivul de etalare;

→ transmiterea mișcării;

⊗ arbori de transmisie a mișcării.

Un volum important de manoperă la fabricarea cablurilor se consumă la operațiile de izolare a sîrmei.

Pentru mărirea productivității mașinilor de izolat la operația de izolare a sîrmei cu hîrtie — în cazul cablurilor telefonice urbane — s-a introdus un nou procedeu de izolare.

Prin noul procedeu, hîrtia cu care se îmbracă sîrma de cupru se obține din role dispuse concentric cu direcția de deplasare a firului, iar ruperea hîrtiei este urmată de oprirea automată a mașinii. Spre deosebire de metodele anterioare de izolare cu hîrtie, la care rola de hîrtie era orientată perpendicular sau tangențial față de direcția de deplasare a firului, procedeul adoptat permite mărirea turației bobinelor de la 300÷400 rot/min la 3 000 rot/min, conduce la micșorarea pierderilor de hîrtie prin rupere cu 25% și mărește productivitatea utilajelor, care este direct proporțională cu turația organului de lucru.

Concomitent cu îmbunătățirile mecanice ale bobinoarelor de izolat cu hîrtie, la majoritatea mașinilor de izolat s-a introdus automatizarea opririi utilajelor în cazul ruperii hîrtiei sau a preîntîmpinării eventualelor porțiuni de sîrmă neizolată, fie cu hîrtie, fie cu materiale plastice (fig. 12).

Instalația este practică și funcționează pe principiul scoaterii din circuit a motorului principal cu ajutorul unui opritor, în momentul cînd circuitul electric 2—3—4—5 s-ar închide, în eventualitatea că sîrma de pe tamburul *1* rămîne neizolată.

Pentru mecanizarea proceselor de producție, prin executarea în unele cazuri a combinării operațiilor tehnologice pe aceleași mașini, se modernizează în atelierele uzinei mai multe utilaje de izolat și înfuniat perechile sau cuartele telefonice.

Principiul de funcționare și schema unei asemenea instalații combinate sînt prezentate în figura 13.

Productivitatea unor asemenea mașini este de 7—9 m/min, adică comparabilă cu cea a mașinilor simple de izolat.

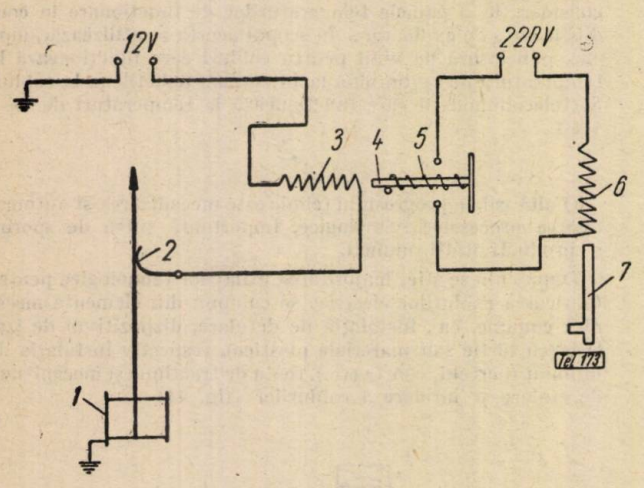


Fig. 12. Schema electrică a automatului pentru oprirea cursei în cazul ruperii benzii de hîrtie :

1 — instalația de derulare ; *2* — contact ; *3* — bobina electrică ; *4* — electromagnet ; *5* — arc ; *6* — solenoid ; *7* — pîrghie opritor.

Pentru a ilustra eficacitatea economică a combinării operațiilor de izolat și cuartat pe aceeași mașină, vom determina consumul de muncă pe operații plecînd de la normele tehnice.

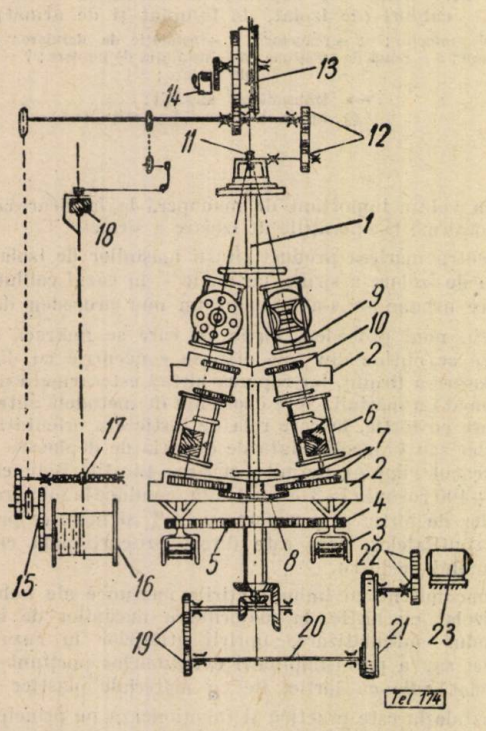


Fig. 13. Schema cinematică a mașinii combinate pentru izolarea simultană a conductoarelor și a răsucirii lor în cuarte :

1 — arborele coliviei de răsucire ; *2* — colivia de răsucire ; *3* — bobina de ieșire cu sîrma de cupru ; *4, 5* — mecanism de răsucire în formă de angrenaj planetar ; *6* — bobinator pentru cordel ; *7, 8* — acționarea bobinatorului *7*, roți dințate de schimb ; *9* — bobinator de hîrtie ; *10* — acționarea bobinatorului ; *11* — cuplu melcat ; *12* — roți dințate de acționare a roții de tracțiune ; *13* — roată de tracțiune ; *14* — contor de metraj ; *15* — acționarea dispozitivului de recepție ; *16* — tambur de recepție ; *17* — dispozitiv de așezare ; *18* — bobinator de fire ; *19* — roți dințate de schimb acționînd arborele vertical ; *20* — arbore principal ; *21* — mufă de alunecare ; *22* — reductor ; *23* — electromotor.

Normele tehnice pe un schimb de opt ore pentru trei cazuri separate : izolarea simplă, împerecherea și cuartarea și combinarea operațiilor de izolat și cuartat sînt :

a) la mașinile combinate	6,85 km/8 h ;
b) la mașinile simple de izolat	13,00 km/8 h ;
c) la mașinile de împerecheat sau cuartat	16,4 km/8 h.

Consumul de muncă corespunzător pe operații este :

$$T_{comb} = \frac{8}{6{,}85} = 1{,}17 \approx 1{,}2 \text{ om h/km};$$

$$T_{iz} = \frac{8}{13} = 0{,}615 \approx \text{om h/km};$$

$$T_{răs} = \frac{8}{16{,}4} = 0{,}49 \approx 0{,}5 \text{ om h/km},$$

unde :

T_{comb} este consumul de muncă în cazul unei mașini combinate de izolat și înfuniat ;

T_{iz} — consumul de muncă la mașina de izolat în cazul cînd operația se face distinct pe o mașină proprie ;

$T_{răs}$ — consumul de muncă la mașina de împerecheat sau cuartat.

Prin urmare, consumul de muncă total în cazul cînd operațiile de izolat și înfuniat nu se fac concomitent, deci pe două utilaje tehnologice diferite, este :

$$T_{tot} = 4\,T_{iz} + T_{răs} = 4 \times 0{,}615 + 0{,}5 = 2{,}46 + 0{,}5 = 2{,}96 \text{ om h/km},$$

sau :

$$T_{tot} \approx 3 \text{ om h/km}.$$

Comparînd consumul de muncă obținut cu consumul de muncă în cazul cînd cele două operații se fac combinat, constatăm că el este de :

$$T_{tot} : T_{comb} = 3 : 1{,}2 = 2{,}5 \text{ ori mai mare}.$$

Măsuri asemănătoare sînt în curs de aplicare la impregnarea și uscarea cablurilor telefonice urbane în autoclavele de uscat și impregnat.

Pentru asigurarea condițiilor optime la uscarea și impregnarea cablurilor telefonice urbane se execută o instalație care permite măsurarea tg δ în timpul procesului de uscare. Instalația oferă posibilitatea să se determine tg δ prin măsurarea rezistenței de izolament R_{iz} și a capacității electrice C a cablurilor de telecomunicații, cu ajutorul unor sonde care leagă cablul din autoclave cu aparatura ce se află în laboratorul tehnologic.

Prin relația care leagă tg δ de R_{iz} și C se determină :

$$\text{tg}\,\delta = \frac{1}{R_{iz}\,C}, \qquad (1)$$

în care :

R_{iz} este rezistența de izolament a cablului ;
C — capacitatea electrică a cablului.
R_{iz} și C se determină prin metoda punții.

Integrarea liniilor tehnologice cu utilaje moderne asigură condițiile pentru reducerea simțitoare a consumului de muncă și pentru sporirea productivității muncii.

Cele relevate arată că industria cablurilor pentru telecomunicații din țara noastră este în plin progres și va asigura din ce în ce mai mult nevoile viitoare de cabluri pentru telecomunicații, atît din punct de vedere calitativ cît și din punct de vedere cantitativ.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kulesov, V. I. *Teoria kabelei sveazi*, Moscova, Sveazizdat, 1950.

[2] Kurbatov, N. D. *Kabelnîe linii sveazi*, Moscova, VKAS, 1948.

[3] Belopusov, N. I. şi Krasotkin, V. N. *Silovîe kabeli*, Moscova, Gosenergoizdat, 1955.

[4] Lakernik, R. M. şi Şarle, D. L. *Koaksialnîe maghistralnîe kabeli*. În: Vestnik elektropromîşlennost, nr. 8, 1956, p. 10.

[5] Şarle, D. L. şi Lakernik, R. M. *Primenenie polietilena kabelnoi promîşlennost*, TBTI, MEP, 1956.

[6] Şarle, D. L. *Rasciot parametrov izolirovania jil gorodskih telefonîh kabelei*. În: Informativno-tehniceski sbornik, M.E.P., nr. 10, 1956.

[7] Condrea, S. şi Cruceru, C. *Caracteristicile constructive şi electrice ale cablurilor telefonice*. În: Electricitatea, nr. 4—5, 1952, p. 35.

[8] Artbauer, J. *Kabel und Leitungen*, Berlin, VEB Verlag Technik, 1961.

NOI RADIORECEPTOARE ROMÎNEŞTI

Ing. E. MIHĂILESCU

Radioreceptorul S 626 A „Modern"

Printre rediorecceptoarele anului 1962, fabricate de uzinele „Electronica", se remarcă în mod deosebit noul produs de clasă superioară: radioreceptorul „Modern". Elaborat pe baza unor soluţii constructive modernizate, acesta este primul radioreceptor romînesc cu tuburi la care s-au folosit cablajul imprimat în etajele de audiofrecvenţă, montajul push-pull (contratimp) în etajul final şi registrul de ton, ceea ce a condus la creşterea puterii utile şi la o îmbunătăţire substanţială a performanţelor lui electroacustice.

Majoritatea performanţelor lui sînt la nivelul receptoarelor de clasa a II-a (după GOST), unele performanţe încadrîndu-se în clasa I, şi anume acelea legate de etajul final în contratimp, de reglajele de tonalitate, de registrul de ton şi de sistemul acustic tridimensional. Deci se poate afirma cu certitudine că, în grupa radioreceptoarelor de clasă superioară elaborate pînă în prezent de uzinele „Electronica", aparatul „Modern" ocupă primul loc. În raport cu radioreceptorul „Enescu", el prezintă performanţe electrice îmbunătăţite, etajele de audiofrecvenţă şi sistemul acustic oferind posibilităţi mult mai largi. Concepţia aparatului aparţine integral colectivului de ingineri proiectanţi ai uzinelor „Electronica", iar realizarea lui s-a făcut aproape în totalitate cu piese din ţară (inclusiv rezistenţele chimice şi condensatoarele fixe). Singurele piese importate pentru acest aparat au fost tuburile electronice. Deci gradul de integrare al radioreceptorului „Modern" a crescut simţitor faţă de cel al radioreceptoarelor anterioare.

PARTICULARITĂŢI CONSTRUCTIVE

Pentru o reglare mai comodă şi în scopul unei interinfluenţe mai mici s-au folosit în montajul ansamblului R.F. elemente de reglaj independente pe diversele game. În acelaşi scop s-au luat măsuri ca circuitele neutilizate să fie scurtcircuitate.

Aparatul este prevăzut cu un registru de ton acţionat cu ajutorul unui comutator-claviatură, care permite modificarea caracteristicii de frecvenţă şi a sistemului acustic conform genului de program dorit (orchestră, bas, vorbă, „3D").

Reglarea separată a frecvenţelor joase şi înalte este asigurată de două unităţi de reglaj independente, respectiv de două potenţiometre.

Pentru a se putea obţine o separare mai bună a posturilor de emisie apropiate ca frecvenţă, dar pe direcţii diferite, cît şi pentru micşorarea paraziţilor industriali, radioreceptorul este dotat cu o antenă orientabilă, din ferită, montată în interior.

De asemenea, o antenă dipol interioară, adaptată la circuitul de intrare al ansamblului-bloc UUS, asigură recepţionarea programelor modulate în frecvenţă (gama UUS).

Sistemul acustic este constituit din patru difuzoare eliptice, dintre care două, de 4 VA, sînt montate în paralel pe panoul frontal, iar celelalte două, de cîte 1 VA, sînt montate în serie pe pereţii laterali. Amplasarea şi modul de conectare a difuzoarelor asigură obţinerea efectului de sunet tridimensional pe poziţia „3D". Cele două difuzoare de 1 VA intră în funcţiune numai atunci cînd se doreşte obţinerea unui efect de sunet tridimensional (prin apăsare pe clapa „3D").

Pentru etajele de audiofrecvenţă s-a folosit o placă cu cablaj imprimat, fapt care conduce la simplificarea depanării şi la o calitate ridicată a radioreceptorului.

Pentru atacul etajului final cu o tensiune corespunzătoare, s-au introdus în partea de audiofrecvenţă un etaj amplificator de tensiune şi un etaj defazor, ambele etaje folosind cîte una dintre triodele tubului ECC83. Pentru etajul defazor s-a ales schema cu sarcină distribuită, deoarece prezintă unele avantaje: distorsiuni mici, simetrie suficientă, tensiuni suficient de mari la ieşire pentru atacul etajului final.

Pentru etajul final s-a ales un montaj în push-pull (contratimp) pentru a se putea obţine o putere de ieşire mare la un coeficient de distorsiuni redus.

Reglajul automat al sensibilităţii (RAS) a fost îmbunătăţit prin aplicarea tensiunii de RAS şi mai înainte, adică pe grila triodei tubului EABC80 (etajul preamplificator audiofrecvenţă), obţinîndu-se astfel o caracteristică de RAS plafonată. Tensiunea de RAS aplicată pe tubul EABC80 este decuplată cu ajutorul unui filtru (R_{28}, C_{60}) pentru a se evita cuplajul cu etajul detector.

În scopul folosirii unei singure antene exterioare, atît pentru emisiunile modulate în frecvenţă (gama UUS) cît şi pentru emisiunile modulate în amplitudine (gamele UL, UM şi US), s-a unit mijlocul circuitului de intrare UUS cu antena pentru recepţia emisiunilor modulate în amplitudine, fără ca acest lucru să influenţeze nefavorabil circuitele de intrare respective.

Majoritatea pieselor radio folosite în aparat sînt miniaturizate sau de gabarit redus, în special piesele fixe (R, C) care se montează pe placa cu cablaj imprimat.

Scara radioreceptorului „Modern" este mult îmbunătăţită, folosindu-se procedeul de imprimare Offset în două culori, iar desfăşurarea liniară şi dimensiunile au rămas aceleaşi ca şi pentru radioreceptorul „Enescu".

CONSIDERAŢII TEHNICO-ECONOMICE

Utilizarea materialelor plastice a fost mult extinsă la confecţionarea pieselor componente ale radioreceptorului „Modern", ca de exemplu la carcasele tuturor bobinelor, la suporturile regletelor de la comutatorul de RF, la ornamentele de claviatură, registrul de ton, măştile laterale etc., economisindu-se astfel unele materiale deficitare.

Prin utilizarea miezurilor din „Maferit 400" şi „Niferit 20" s-a trecut la realizarea chiturilor de bobine miniaturizate, la care consumul de sîrmă este mai scăzut.

Din punct de vedere constructiv, s-a folosit majoritatea pieselor radio şi mecanice de la radioreceptorul „Enescu", în scopul de a se reduce la maximum numărul de scule noi necesare. S-au confecţionat scule noi numai pentru acele piese care a trebuit să fie special proiectate şi realizate pentru acest radioreceptor şi care n-au putut fi adaptate din producţia curentă (transformator de ieşire, transformator de reţea împreună cu grupul de alimentare, placa cu cablaj imprimat etc.).

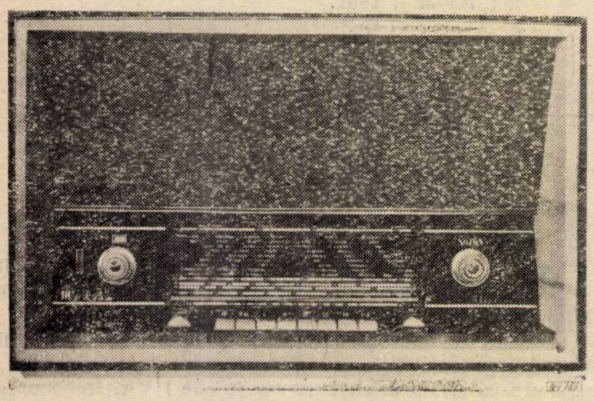


Fig. 1. Radioreceptorul S626A „Modern" (vedere faţă).

Claviatura pentru registrul de ton folosită la „Modern" este de tip „Junior" (cu 4 clape), aceeaşi care s-a utilizat şi la combinele muzicale „Electronica", „Armonia" şi „Orfeu".

La decupările laterale ale casetei se utilizează aceleaşi măşti din material plastic ca şi la caseta cu colţuri rotunjite a radioreceptorului „Enescu II".

Noile difuzoare eliptice de 4 VA, folosite pentru prima dată la radioreceptorul „Modern", sînt proiectate şi realizate în uzină.

DESCRIERE SUMARĂ

Montajul tip superheterodină, cu 7 + 2 tuburi electronice din seria E80, al radioreceptorului „Modern" (fig. 1), este destinat atît pentru recepţia emisiunilor cu modulaţie în amplitudine, cît şi a emisiunilor cu modulaţie în frecvenţă.

Radioreceptorul este alimentat numai de la reţeaua de curent alternativ — 50Hz — la tensiunile 110 V, 120 V şi 220 V. Schimbarea tensiunilor se face cu un schimbător de tensiune.

În spatele aparatului s-au prevăzut borne pentru antena exterioară, pentru difuzorul suplimentar şi o mufă pentru magnetofon sau picup.

Impedanţa de intrare la mufa pentru magnetofon şi picup este de 500 kΩ, iar impedanţa difuzorului sau agregatului exterior (suplimentar) trebuie să fie de circa 2,5 Ω.

Radioreceptorul este montat într-o casetă elegantă din placaj furniruit cu furnir de nuc, cu ornamentaţii metalice şi din materiale plastice, şi cu reglaj vizual al tonurilor joase şi înalte.

Dimensiunile casetei sînt de aproximativ 720 × 450 × 300 mm, iar greutatea aparatului este de aproximativ 22 kg.

DATE TEHNICE

Game de undă

Emisiuni cu modulaţie de amplitudine

UL : 1 000 — 2 000 m (300 — 150 kHz)
UM : 187,5 — 572 m (1 600 — 525 kHz)
US_1 : 39 — 51 m (7,7 — 5,9 MHz)
US_2 : 23 — 33 m (13 — 9,1 MHz)
US_3 : 15 — 21 m (20 — 14,3 MHz)

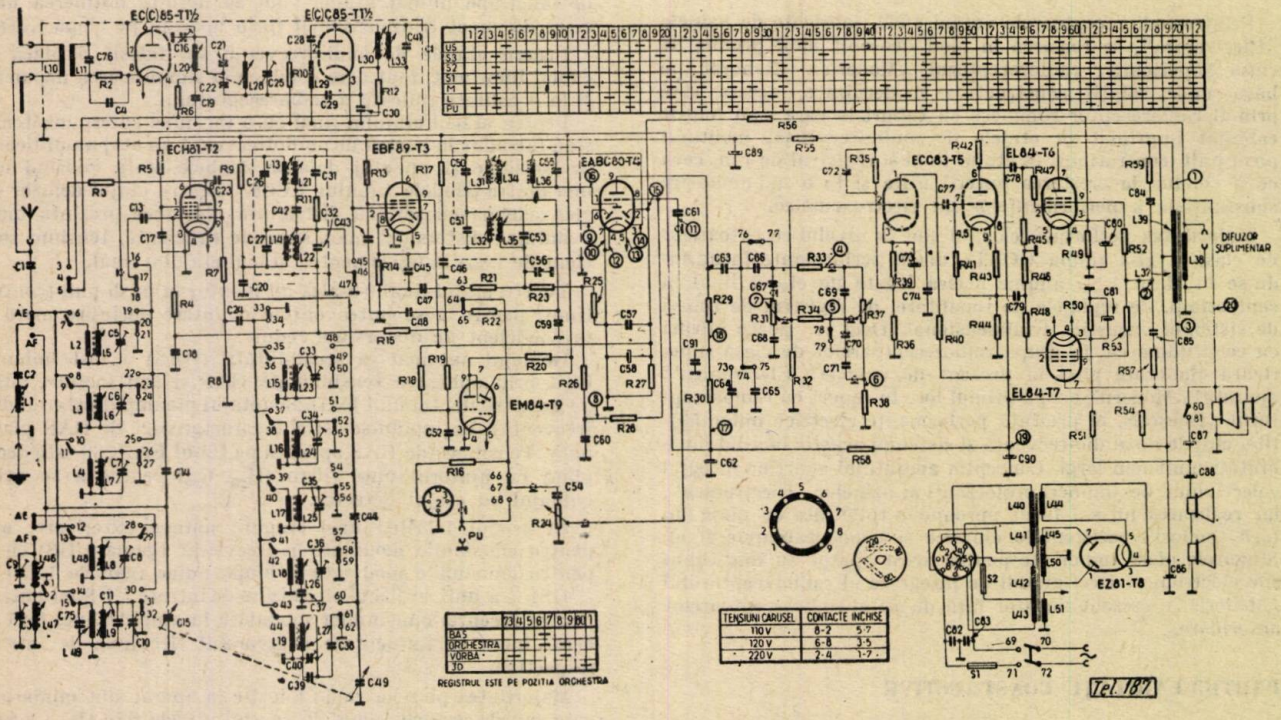


Fig. 2. Schema de principiu a radioreceptorului S626A „Modern".

Emisiuni cu modulaţie de frecvenţă

UUS : 4,1 — 4,63 m (73 — 65 MHz)

Frecvenţă intermediară

— pentru emisiunile cu modulaţie de amplitudine : 445 kHz ;
— pentru emisiunile cu modulaţie de frecvenţă : 10,65 MHz.

Sensibilitate (pentru o putere la ieşire de 0,5 W)

UL : mai bună de 150 μV
UM : mai bună de 150 μV
$US_{1, 2, 3}$: mai bună de 225 μV
UUS : mai bună de 75 μV, pe intrarea de 70 Ω a radioreceptorului.
La mufa de picup şi magnetofon : 50 mV.

Sensibilitatea receptorului măsurat la antena de ferită pentru o putere la ieşire de 0,5 W este mai bună de 5 mV/m la 1 000 kHz şi 7 mV/m la 165 kHz.

Selectivitate

– pentru emisiunile cu modulație de amplitudine, un semnal nedorit, cu o frecvență diferită cu ± 9 kHz de cea a semnalului recepționat, este atenuat de 20 ori (26 dB);

– pentru emisiunile cu modulație de frecvență, un semnal nedorit, cu o frecvență diferită cu ± 300 kHz de cea a semnalului recepționat, este atenuat de circa 30 ori (30 dB).

Putere nominală la ieșire

5 W cu maximum 7% distorsiuni, măsurată pe o sarcină neinductivă de 2 Ω.

Putere absorbită din rețea

maximum 100 VA.

Difuzoare

– două difuzoare eliptice 4 VA 170 × 250 mm;
– două difuzoare eliptice 1 VA 100 × 140 mm.

Tuburi electronice folosite:

ECC85 – amplificator radiofrecvență, oscilator și schimbător de frecvență pentru unde ultrascurte.
ECH81 – oscilator și schimbător de frecvență pentru UL, UM, US și amplificator de frecvență intermediară pentru UUS.
EBF89 – amplificator de frecvență intermediară pentru MA și MF.
EABC80 – discriminator, detector, preamplificator de audiofrecvență.
ECC83 – amplificator de audiofrecvență și inversor de fază (defazor).
2 × EL84 – amplificator de putere (final) în contratimp (push-pull).
EM84 – indicator optic de acord (ochi magic).
EZ81 – redresor.

Lista materialelor electrice și a pieselor principale (fig. 2).

Rezistențe chimice

1. R_2 100 Ω ± 5% – 0,1 W
2. R_3, R_5 22 kΩ ± 20% – 1 W
3. R_4, R_{10}, R_{15}, R_{16}, R_{19}, R_{26} – 1 MΩ ± 20% – 0,1 W
4. R_6 1kΩ ± 20% – 0,25 W
5. R_7, R_{34}, R_{52}, R_{53} 220Ω ± 20% – 0,25 W
6. R_8, R_{21} 47 kΩ ± 20% – 0,1 W
7. R_9, R_{58} 1kΩ ± 20% – 0,5 W
8. R_{11}, R_{22} 100kΩ ± 20% – 0,1 W
9. R_{12}, R_{47}, R_{48} 10 kΩ ± 20% – 0,25 W
10. R_{13} 47 kΩ ± 20% – 0,5 W
11. R_{14} 160 Ω ± 5% – 0,25 W
12. R_{17} 1,5 kΩ ± 20% – 0,5 W
13. R_{18} 2,2 MΩ ± 20% – 0,1 W
14. R_{20} 470 kΩ ± 20% – 0,25 W
15. R_{23} 150 kΩ ± 5% – 0,1 W
16. R_{25} 62 kΩ ± 5% – 0,1 W
17. R_{27}, R_{28} 33 kΩ ± 10% – 0,1 W
18. R_{28} 10 MΩ ± 20% – 0,5 W
19. R_{29}, R_{33}, R_{34}, R_{40} 100kΩ ± 20% – 0,25 W
20. R_{30} 47 kΩ ± 20% – 0,25 W
21. R_{32} 2,2 MΩ ± 20% – 0,25 W
22. R_{35} 1 kΩ ± 10% – 0,25 W
23. R_{39}, R_{57}, R_{59} 2,7 kΩ ± 5% – 0,25 W
24. R_{41} 1 MΩ ± 20% – 0,25 W
25. R_{42} R_{44} 22 kΩ ± 20% – 0,25 W
26. R_{43} 510 Ω ± 10% – 0,25 W
27. R_{45}, R_{46} 680 kΩ ± 5% – 0,25 W
28. R_{49}, R_{50} 270 Ω ± 10% – 0,5 W
29. R_{51}, R_{56} 220 kΩ ± 20% – 0,25W
30. R_{55} 10 kΩ ± 10% – 1 W

Rezistență bobinată

31. R_{54} 1,2 kΩ ± 5% – 3 W

Potențiometre chimice fără întreruptor

32. R_{24}, R_{31}, R_{37} 1 MΩ

Condensatoare ceramice

33. C_2 33 pF ± 5% – 500 V
34. C_4, C_{59} 220 pF ± 5% – 500 V
35. C_{11} 56 pF ± 5% – 500 V
36. C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{42}, C_{44}, C_{47}, C_{56} 100 pF ± 5% – 500 V
37. C_{19} 2 nF ± 20% – 500 V
38. C_{21}, C_{26}, C_{29}, C_{41}, C_{50} 10 pF ± 10% – 500 V
39. C_{22} 14 pF ± 2% – 500 V
40. C_{23}, C_{48} 470 pF ± 20% – 500 V
41. C_{24}, C_{76} 47 pF ± 5% – 500 V
42. C_{27}, C_{32}, C_{38}, C_{51}, C_{53} 300 pF ± 2% – 500 V
43. C_{28}, C_{31}, C_{55} 30 pF ± 2% – 500 V
44. C_{30} 140 pF ± 2% – 500 V
45. C_{37} 400 pF ± 2% – 500 V
46. C_{39} 160 pF ± 2% – 500 V

Condensatoare cu hîrtie cerată

47. C_1 1 nF ± 2% – 400 V
48. C_{17}, C_{20}, C_{57}, C_{61} 4,7 nF ± 20% – 400 V
49. C_{43}, C_{45}, C_{46}, C_{55} 10 nF ± 20% – 400 V
50. C_{82}, C_{83} 4,7 nF ± 20% – 220 V c.a.
51. C_{84}, C_{85} 1 nF ± 20% – 100 V
52. C_{91} 0,1 μF – 400 V

Condensatoare cu hîrtie metalizată

53. C_{18}, C_{52}, 47 nF ± 20% – 250 V
54. C_{60} 0,1 μF – 250 V
55. C_{63}, C_{77}, C_{78}, C_{79} 47 nF ± 20% – 350 V

Condensatoare stiroflex

56. C_{64} 1,5 nF ± 10% – 125 V
57. C_{65} 100 pF ± 10% – 125 V
58. C_{66} 1 nF ± 10% – 125 V
59. C_{67} 470 pF ± 10% – 125 V
60. C_{68}, C_{69}, C_{72} 2,2 nF ± 10% – 125 V
61. C_{70} – 10 nF ± 10% – 125 V
62. C_{71} 22 nF ± 10% – 125 V
63. C_{74} 220 pF ± 20% – 500 V
64. C_{75} 100 pF ± 20% – 125 V

Condensatoare ajustabile

65. C_3, C_5, C_6, C_7, C_8, C_9, C_{10}, C_{33}, C_{34}, C_{35}, C_{36}, C_{40} – max. 30 pF
66. C_{16}, C_{24} – max. 12 pF

Condensator variabil dublu cu aer

67. C_{15}, C_{49} – 500 pF

Condensatoare electrolitice

68. C_{58} 5 μF – 100 – 110 V
69. C_{62}, C_{86}, C_{89}, C_{90} 50 + 50 μF – 450 – 500 V
70. C_{73} 10 μF – 6/8 V
71. C_{80}, C_{81} 90 μF – 12/15 V
72. C_{87}, C_{88} 50 μF – 12/15 V

Tuburi electronice

73. T_1 ECC85
74. T_2 ECH81
75. T_3 EBF89
76. T_4 EABC80
77. T_5 ECC83
78. T_6, T_7 EL84
79. T_8 EZ81
80. T_9 EM84
81. S_1 – fuzibil 1 A (pentru 220 V) P 41726
82. S_2 fuzibil 2 A (pentru 110 și 120 V) P 42620
83. Ansamblu RF cu claviatură P 10414
84. Transformator FI-1 P 30976
85. Transformator FI-2 P 30977
86. Bloc UUS P 20586
87. Transformator de ieșire P 31609
88. Ansamblu grup alimentare P 20925
89. Fișe UUS P 42326
90. Mufă magnetofon P 31000
91. Ansamblu antenă ferită P 31044
92. Scara imprimată P 20946
93. Ansamblu filtru antenă P 42589
94. Difuzoare eliptice 4VA P 20928 (2 buc.)
95. Difuzoare eliptice 1 VA P 20530 (2 buc.)

Sistem de intrare peste ocupat pentru convorbiri interurbane la centralele telefonice automate

Brevet R.P.R. 40 831

Se cunosc soluții pentru realizarea posibilității de intrare peste ocupat la centralele telefonice automate care n-au fost prevăzute inițial cu echipamente construite în acest scop.

Astfel, la centralele prevăzute cu echipament separat pentru legături locale și separat pentru legături interurbane, realizarea posibilității de intrare peste ocupat se face ușor, prin unele modificări aduse echipamentului pentru legături interurbane. La centralele prevăzute cu echipament pentru legături locale, care nu posedă pentru legături interurbane decît circuitul de cordon, realizarea posibilității de intrare peste ocupat se face prin înlocuirea totală a echipamentului actual pentru legături interurbane printr-un echipament nou, ca în primul caz. Noul procedeu, realizat de Dimitre Ionescu și ing. Mitrofan Stătescu de la Centrala telefonică „Victoria", rezolvă posibilitatea intrării peste ocupat și în acest ultim caz cu mici modificări și adaosuri de relee. Principiul de bază constă în crearea posibilității de realizare a următoarelor operații de către operatoarea de la schimbătoarele interurbane : să avanseze selectorul final, și ca o consecință și restul de selectoare, din poziția de ocupat în poziția de con-

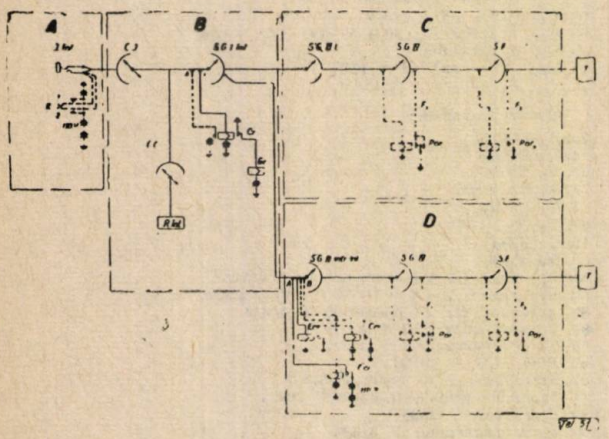


Fig. 1

vorbire, prin întreruperea de scurtă durată a firului *III* al selectorului final și să deconecteze abonatul nechemat care era în legătură cu abonatul chemat de interurban. Modificările și adaosurile care trebuie făcute la instalațiile existente, în cazul centralelor automate Rotary tip 7 A2, sînt următoarele :

— montarea unei chei comutatoare cu două poziții *1* și *2* la masa interurbană *A* ;

— modificarea conexiunilor la releele *Cr* și *Gr* aparținînd selectorului grup *1* interurban (*SGI Int*) din circuitul de cordon interurban *B* ;

— montarea cîte unui nou releu *Por 1* în circuitul selectorului grup *IV* (*SG IV*) și a unui alt *Por 2* în ciruitul selectorului grup final (*SF*) din centrala automată locală *C*, respectiv centrala automată îndepărtată *D* ;

— modificarea conexiunilor în circuitele selectorului grup *3* intrînd interurban (*S G III intr. Int*) la centrale automate îndepărtate *D*.

Prin transformarea instalațiilor în conformitate cu această schemă electrică, intrarea peste ocupat la abonatul chemat și deconectarea abonatului nechemat se fac în modul următor : cînd chemarea făcută de la masa interurbană *A* către un abonat din rețeaua telefonică găsește ocupat postul *T* chemat, operatoarea apasă cheia comutatoare *K* în poziția *1*, determinînd acționarea releului *Cr* din selectorul *SGI Int*.

Prin aceasta se stabilește legătura către selectorul următor, după cum urmează.

În cazul unei comunicații telefonice cu centrala locală *C*, prin stabilirea acestei legături, releul *Cr* trimite prin firul *A* un negativ care acționează releul *Por 1* (nou montat) din selectorul *SG IV*. În cazul unei comunicații telefonice cu o centrală îndepărtată *D*, releul *Cr* trimite prin firul *A* un negativ care acționează releul *Er* (existent) din selectorul *SG III intr. Int.* din centrala îndepărtată. Releul *Er* la rîndul său atrage releul *Crr*, care determină acționarea releului *Por 1* (nou instalat) în circuitul selectorului *SG IV*.

În ambele cazuri, prin acționarea releului *Por 1*, legătura firului F_3 al selectorului final *SF* este trecută de pe contactul de repaus pe contactul de lucru, producîndu-se o întrerupere de o fracțiune de secundă a acestui fir. În acest moment selectorul final și celelalte selectoare precedente avansează din poziția de „ocupat" în poziția de „convorbire", permițînd operatoarei să intre în convorbire cu abonatul chemat *T*, pe care-l avizează de convorbirea interurbană și în caz de acceptare menține legătura cu abonatul chemat și întrerupe legătura cu abonatul nechemat prin apăsarea cheii *K* în poziția *2*.

La această manevră se provoacă acționarea releului *Por 2* din selectorul final, care menține legătura cu abonatul chemat și deconectează pe cel de-al doilea abonat.

Acțiunea releului *Por 2* din selectorul final se face, în cazul unui apel în centrala locală *C*, direct de la cheia *K*, în cazul unui apel în centrala îndepărtată *D*, prin intermediul releului *Ccr* din *SG III* intrînd interurban. Această metodă de intrare peste ocupat se poate aplica la centrale de orice sistem (de exemplu sistemul pas cu pas, sistemul cu relee), făcîndu-se modificările și adaosurile de instalație corespunzătoare sistemului respectiv. Noua metodă prezintă ca avantaje faptul că nu necesită un echipament special, necesită un spațiu de montaj redus și conduce la importante economii de investiții și întreținere.

Procedee și instalație telegrafică cu modulație de fază

Brevet R.P.R. 41 442

Este cunoscut procedeul de modulație de fază în telegrafie, în care curentul alternativ transmis pe linie cu o anumită fază este decalat cu 180°, prin comutarea cheii de manipulare între două contacte legate la cele două borne ale unui transformator cu punctul median legat de linia de transmisie. De asemenea, se cunoaște procedeul care folosește un modulator cu cupru-oxid, cuprinzînd patru celule de cupru-oxid montate în punte, pe ale cărei diagonale sînt montate cele două transformatoare ale aparatului de telegrafie și ale liniei de transmisie avînd punctele mediane ale bobinajelor conectate la aparatul telegrafic.

Prin emiterea de impulsuri de polaritate diferită de către aparatul telegrafic, se realizează, prin acest procedeu, inversarea de fază de 180°.

La recepție, demodularea se face cu un demodulator cu cupru-oxid, identic cu cel de la emisie, folosindu-se pentru faza de referință curentul produs de un generator local sincronizat prin frecvențe purtătoare. Montajele folosite pentru realizarea demodulării prezintă dezavantajul că sînt foarte sensibile la variațiile de amplitudine ale curentului purtător sincronizat, care intervin în exploatare și care pot conduce la ieșirea din sincronism a dispozitivelor de recepție. De asemenea, deoarece reductorul de frecvență la o întrerupere de scurtă durată poate inversa faza curentului cu 180°, se poate produce o inversare a semnalelor de la recepție.

Procedeul realizat de Constantin Tanasov de la Direcția poștelor și telecomunicațiilor înlătură aceste dezavantaje, folosind un modulator de fază fără pauză și la recepție un

Oscilator RC tip 1113/S

Avînd o mare stabilitate de frecvenţă şi distorsiuni armonice mici, aparatul permite o variaţie în limite largi a nivelului de ieşire. Aceste calităţi permit efectuarea măsurărilor şi în afara spectrului de audiofrecvenţă, pentru diferitele verifi-

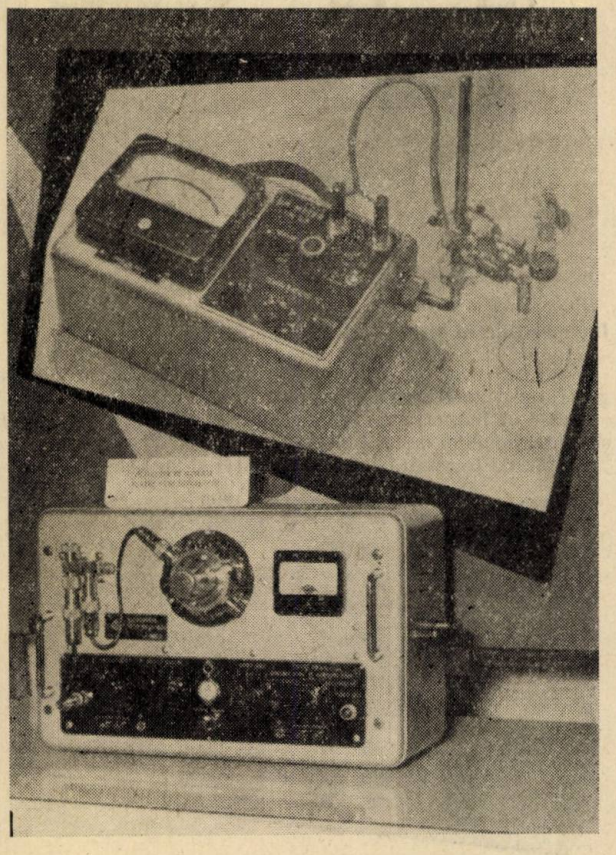


Fig. 1. Aparat pentru recepţionarea şi măsurarea undelor decimetrice, Orion – FMV 1961.

cări în instalaţiile de telecomunicaţii, în laboratoare şi pentru etalonări. Rezultatele măsurărilor nu sînt influenţate de variaţiile tensiunii de reţea. În afara sistemului continuu de reglare a frecvenţei, se pot alege opt frecvenţe fixe pentru măsurări rapide în telefonie. Caracteristicile tehnice ale aparatului au fost stabilite luîndu-se în consideraţie normele internaţionale (CCIR, CCITT etc.) pentru telecomunicaţii multicăi pentru sisteme de curenţi purtători.

Galvanometrul cu spot luminos tip GF

Acest aparat (fig. 2) este folosit ca indicator de curent şi tensiuni continue foarte slabe în laboratoare, ca galvanometru ce indică zero la punţile de curent continuu şi la potenţiometre. Avînd o greutate de numai circa

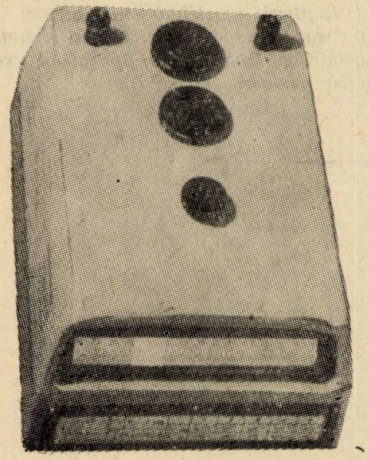


Fig. 2. Galvanometru cu spot luminos tip GF.

3 kg şi dimensiuni reduse (268×190×104 mm), aparatul lucrează la o tensiune de încercare de 2 000 V la o frecvenţă de 50 Hz; sensibilitatea poate fi reglată după necesitate, cu ajutorul unui comutator cu cinci poziţii. Aparatul se fabrică în două tipuri cu sensibilităţi diferite: unul prevăzut pentru măsurători în punţi Wheatstone sau pentru potenţiometre şi altul pentru măsurători în punţi Thomson.

Punţi Wheatstone şi Thomson şi potenţiometru Feussner tip YTWK

Serveşte pentru măsurarea rezistenţelor ohmice de la rezistenţele minime pînă la 1 MΩ, precum şi pentru măsurarea forţelor electromotoare de la 1 mV la 1 V. Măsurările se efectuează cu o mare precizie,

Banda de măsură pentru puntea Wheatstone este între 1 şi $10^6\Omega$, pentru puntea Thomson între 10^{-4} şi $10^3\Omega$ şi pentru potenţiometru între 1 şi 1 000 mV. Rezistenţele reglabile sînt pentru puntea Wheatstone $10^{-3}-1111\times10^3\ \Omega$ şi pentru puntea Thomson $10^{-6}-1111\Omega$ (cu o rezistenţă normală de 0,001 Ω) (fig. 3).

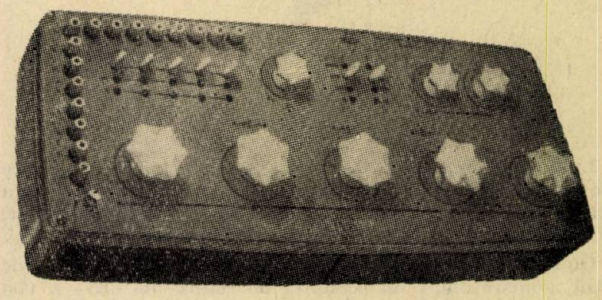


Fig. 3. Punţi Wheatstone şi Thomson şi potenţiometru Feussner, tip YTWK.

Puntea Thomson cu fir glisant, tip YCST

Serveşte pentru măsurarea cu precizie absolută a rezistenţelor ohmice de la $1,5\times10^{-4}$ la 2,05 Ω şi, în special, pentru măsurarea rezistenţei specifice a firelor. Întinderea sca-

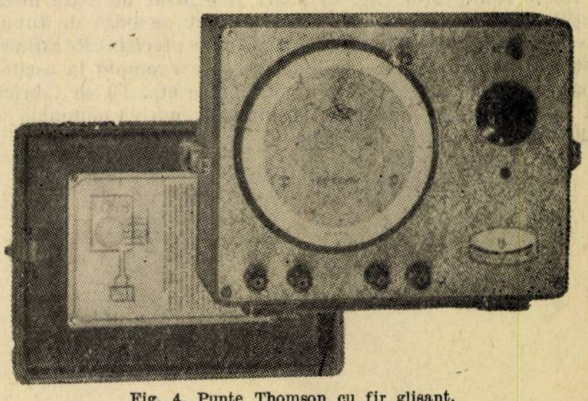


Fig. 4. Punte Thomson cu fir glisant.

lei aparatului este de 0,15–2,05, rezistenţa multiplicativă $\frac{1}{1}\ \frac{1}{10}\ \frac{1}{100}\ \frac{1}{1\,000}$, şi precizia poziţiei în raport cu valoarea măsurată ± 1% (fig. 4).

unei scheme oarecare, să nu influenţeze negativ calitatea pieselor şi să nu necesite noi metode constructive.

Se prezintă cîteva exemple de construcţii micromodulate. Se descrie cum se prezintă în acest mod de execuţie rezistenţele, condensatoarele şi inductanţele, precum şi subansamblurile.

Se indică apoi principalele avantaje ale subansamblurilor micromodulate, şi anume: dimensiuni reduse, multiple posibilităţi de utilizare, preţ mic, precum şi adapatarea lor uşoară la scheme imprimate.

A. N.

SIFOROV, V. I. **Căile de dezvoltare şi problemele radioelectronicii.** În: Radiotehnika, **16,** nr. 9, 1961, p. 5—9.

Se expune planul de măsuri cu privire la îmbunătăţirea activităţii de coordonare a lucrărilor tehnico-ştiinţifice din U.R.S.S. în domeniul radioelectronicii.

Se subliniază importanţa problemei din punctul de vedere al siguranţei în exploatare a sistemelor radioelectronice, precum şi a îmbunătăţirii calităţii şi a perfecţionării metodelor şi aparaturii de cercetare. Se arată importanţa în radioelectronică a unor probleme ca: miniaturizarea aparatajului radio, adaptarea noilor benzi de frecvenţă, mărirea sensibilităţii sistemelor de recepţie-amplificare şi altele.

Se prezintă căile de dezvoltare a radioelectronicii în domenii ca: tehnica impulsurilor cu o durată de ordinul nanosecundelor, maşinile electronice de calcul, tehnica televiziunii etc. şi se indică căile principale de dezvoltare în viitor.

Gh. A.

BOBROV, N. P. **Recepţia semnalelor cu manipulaţie prin decalaj de fază** În: Elektrosveazi, nr. 10, 1961, p. 3—10, 6 fig., 2 tab., 6 ref. bibl.

Pentru recepţia semnalelor transmise prin manipulaţie cu decalaj de fază a purtătoarei se utilizează cinci metode principale, şi anume: detecţia sincronă, detecţia cu autocorelaţie, compunerea semnalului cu tensiuni coherente şi detectarea ulterioară a înfăşurătorii oscilaţiilor rezultante, compunerea impulsurilor vecine ale semnalului şi detectarea ulterioară a înfăşurătorii sumei acestora, precum şi detecţia directă de amplitudini sau de fază a semnalelor.

Un criteriu generalizat de comparaţie, care permite să se aprecieze stabilitatea la perturbaţii a diferitelor sisteme de recepţie, îl constituie „stabilitatea de fază", definită ca indicele-limită admisibil al modulaţiei parazite de fază ce alterează vectorii semnalului, prin depăşirea căruia recepţia se efectuează cu greşeli. Acest indice poate fi măsurat cu ajutorul unui sistem de defazare, conectat într-unul din circuitele de comparare a schemelor de recepţie.

Pentru o apreciere cît mai completă a calităţii sistemelor ce se compară, este necesar să se ţină seamă şi de un parametru care defineşte eficacitatea sistemului (multiplicitatea lui).

Mărimea proporţională cu produsul celor doi parametri poartă numele de factor calitativ relativ al sistemului, pe care îl defineşte atît din punctul de vedere al siguranţei în exploatare, cît şi din punctul de vedere al eficacităţii.

B. H.

HAMAO, S. **Stabilitatea circuitelor active.** În: Rewiev of the electrical communication laboratory, **9,** nr. 9—10, 1961, p. 600—605, 1 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

Se descriu două cazuri în care teoria regenerării a lui Nyquist nu este aplicabilă la stabilitatea circuitelor cu reacţie.

Un circuit cu reacţie poate deveni instabil în anumite condiţii. Acest rezultat este utilizat pentru examinarea stabilităţii emitanţei active. Astfel, emitanţa din circuitul unui convertor de impedanţă, al cărui numitor şi numărător sînt amîndouă polinoame Hurwitz, poate deveni instabilă.

Se pune la îndoială valabilitatea aplicării mecanice a teoriei funcţiilor, indicată a fi folosită pentru circuitele pasive la soluţionarea caracteristicilor circuitelor active.

D. P.

Asupra mijloacelor pentru măsurarea stabilităţii frecvenţei. În: Point to Point Telecommunications, **6,** nr. 1, 1961, p. 46—53, 2 fig.

Aglomerarea progresivă a spectrului radio a accentuat problema interferenţei. S-au dezvoltat legături radio cu purtătorul suprimat şi cu o singură bandă laterală, necesitînd o bandă mai redusă de frecvenţe. Stabilitatea cerută oscilatoarelor este mare, îndeosebi pentru transmisii telegrafice, de ordinul unei părţi la zece milioane, şi este realizabilă numai cu oscilatoare cu cuarţ.

Variantele de tăiere a cristalului AT şi BT dau o constantă mare în timp a frecvenţei. Temperatura de lucru a termostatului corespunde zonei de variaţie minimă a frecvenţei cristalului, abandonîndu-se întreruptoarele cu bimetal, care au sensibilitate redusă (1°C). Mai bun, dar mai fragil, este termometrul cu contact. Se preferă o punte sensibilă la temperatură, urmată de un amplificator sensibil la fază şi controlînd printr-un releu puterea aplicată termostatului; sensibilitatea montajului creşte de 10 ori.

Recent s-a introdus cristalul într-o masă cristalină de naftalină, căldura aplicîndu-se la suprafeţele exterioare, pînă ce o parte din substanţă s-a topit. Cristalul este înconjurat de un strat izoterm, la punctul de topire. Aplicînd mai multă căldură, stratul solid scade, dar temperatura rămîne aceeaşi. Partea topită are volumul mărit şi comută, printr-o diafragmă, un contact verificat la 45 milioane comutaţii. Se asigură 14 ani de lucru continuu şi o sensibilitate de 14 miimi de grad.

V. M.

BLESS, M. şi IRMLER, R. **Noile superheterodine medii tipizate, de fabricaţie „VVB RFT Rundfunk und Fernsehen".** În: Radio und Fernsehen, **10,** nr, 23, 1961, p. 723—731, 20 fig., 1 tab., 10 diagr.

Se prezintă noile receptoare radio „Oberon" şi „Türkis", avînd partea de joasă frecvenţă monofonică sau stereofonică, „Oberon" fiind prevăzut şi cu picup.

La aceste receptoare se folosesc circuite imprimate, grupate pe subansambluri fabricate în serie mare şi interschimbabile. Filtrele de bandă sînt standardizate. Pentru stereo sînt două blocuri identice de joasă frecvenţă. În acest mod, consumul de metal este minim.

Se dau caracteristicile tehnice, se descrie montajul şi se detaliază caracteristicile de selectivitate, zgomot, sensibilitate, curbele de răspuns pentru diverse registre şi diverse volume, factorul de distorsiuni (mai mic decît 2% la 2,5 W), caracteristica limitorului, precum şi a rejecţiei modulaţiei parazite de amplitudine din canalul modulat în frecvenţă

Ş. R.

SEMLIN, E. **Influenţa dispersiei valorilor caracteristice ale tuburilor asupra proprietăţilor receptoarelor.** În: Radio und Fernsehen, **10,** nr. 21, 1961, p. 678—681; nr. 22, p. 715—716, 11 fig., 4 diagr., 3 ref. bibl.

Valorile parametrilor tuburilor electronice se repartizează în jurul valorilor mijlocii, între limitele mai restrînse (date tehnice) sau mai largi (condiţii de recepţie, limite de garanţie). Acestea din urmă interesează pe cumpărător şi sînt de obicei foarte largi, deşi curba în formă de clopot a parametrilor este destul de îngustă. În montaje se urmăreşte ca rezultatul să depindă cît mai puţin de dispersia acestor valori.

Se analizează, prin diferenţierea formulelor, dependenţa parametrilor etajelor amplificatoare de joasă şi de medie frecvenţă (pantă, dinamică, amplificare, capacităţi de intrare şi ieşire) de limitele date în condiţiile de recepţie şi de limitele de garanţie.

Se calculează dispersia amplificării de înaltă frecvenţă şi se dau diagrame cu dispersia pantei, rezistenţa internă şi factorul de amplificare al tuburilor folosite. În etajul de înaltă frecvenţă se admit şi tuburi cu emisie slabă. Se analizează apoi mixerul. Se discută amplificarea totală (înaltă frecvenţă şi mixer), zgomotul de fond şi sensibilitatea. Pentru micşorarea dispersiei valorilor caracteristice este indicat a se folosi reacţia negativă.

Ş. R.

Cumpărați cu încredere radioreceptorul

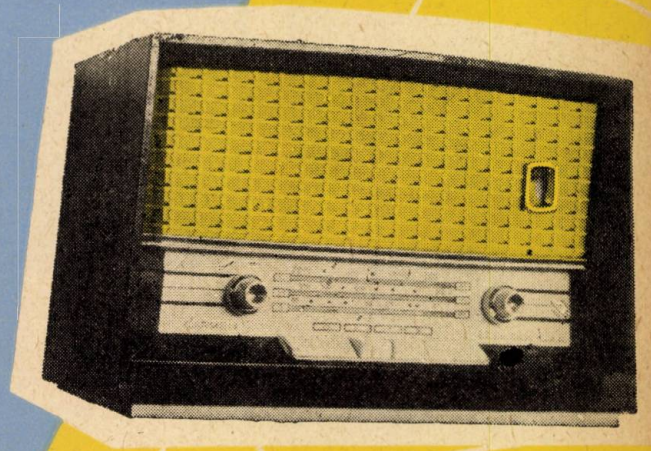
CARMEN

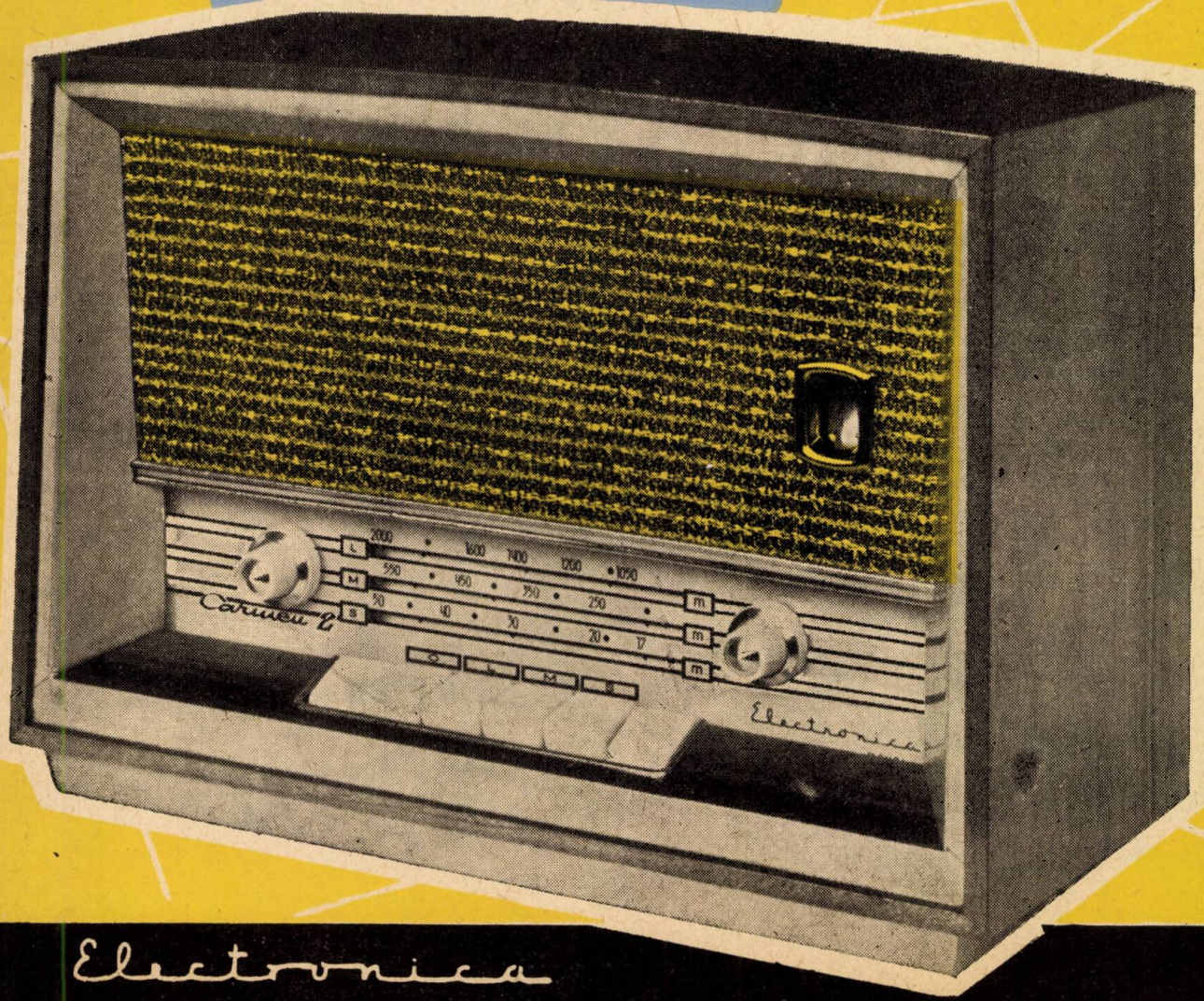
produs al uzinelor „Electronica"

Construit în două variante diferite ca mod de prezentare, pentru a vă da posibilitatea alegerii casetei după preferință.

- **3 + 2 tuburi electronice**
- **indicator optic de acord**
- **difuzor eliptic de 1 VA**

Performanțe excepționale pe toate lungimile de undă, sunet clar, dimensiuni reduse, (350 × 240 × 175 mm), preț convenabil.





Electronica

ÎNTREPRINDERE INDUSTRIALĂ DE STAT PENTRU PIESE ȘI APARATE DE RADIO, TELEVIZOARE ȘI ELECTRONICĂ

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 6 Nr. 5 septembrie–octombrie

CUPRINS

V. M. CĂTUNEANU

Noi scheme de circuite de comutație cu miezuri magnetice 193–198

P. POSTELNICU

Compandoare pentru circuitele telefonice 199–206

PROTECȚIA MUNCII

C. MIHAIL

Tratamentul acustic în centralele telefonice interurbane și în sălile cu aparate telegrafice. Materiale absorbante ce pot fi utilizate 206–209

ÎN AJUTORUL TINERELOR CADRE

N. NECULA, R. ZAMFIRESCU și E. CEANGĂ

Centrale telefonice electronice 210–219

NOI RADIORECEPTOARE ROMÎNEȘTI

E. MIHĂILESCU

Radioreceptoare fabricate în trimestrul I/1962: „Carmen-2", „Tomis", „Darelée" și „Orizont" 220–226

INVENȚII ȘI INOVAȚII 227

CRONICĂ 228–230

NOTE TEHNICO-ECONOMICE 231

REFERATE 231–237

RECENZII 237

Comitetul de redacție

Ing. I. ANDREESCU, ing. M. BAIER, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU — redactor responsabil, prof. ing. S. CONDREA, prof. ing. I. CONSTANTINESCU, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU.

telecomunicații

Anul VI • nr. 5 • septembrie-octombrie

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883 ORSZ

Ing. V. M. CĂTUNEANU
Candidat în științe tehnice

Noi scheme de circuite de comutație cu miezuri magnetice

CZ.621.316.5

Miezurile magnetice cu ciclul histerezis dreptunghiular pot fi utilizate pentru realizarea tuturor funcțiilor fundamentale necesare în domeniul comutației fără contacte [1—6].

În lucrarea de față se prezintă schema unui trigher dinamic bistabil, cu miezuri magnetice, care funcționează similar cu circuitele basculante bistabile cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, cu deosebirea că la ieșire se obțin serii de impulsuri.

Se prezintă, de asemenea, două scheme noi ale trigherului de numărare și o schemă a unui divizor de frecvență.

TRIGHER DINAMIC BISTABIL (*TD*-2)

Trigherul dinamic bistabil are două intrări A și B și două ieșiri W_1 și W_2.

În cazul cînd se aplică semnal (un impuls) la intrarea A, trebuie să apară serie continuă de impulsuri la ieșirea W_1, ieșirea W_2 fiind blocată, și invers în cazul cînd se aplică semnal (un impuls) la intrarea B.

Ecuațiile care definesc această funcționare sînt următoarele:

$$[W_1]_{t_0+nT} = [(A \cup R_1)\,\overline{B}]_{t_0+(n-1)T}; \quad (1)$$

$$[R_1]_{t_0+nT} = [W_1]_{t_0+nT}; \quad (2)$$

$$[W_2]_{t_0+nT} = [(B \cup R_2)\,\overline{A}]_{t_0+(n-1)T}; \quad (3)$$

$$[R_2]_{t_0+nT} = [W_2]_{t_0+nT}, \quad (4)$$

în care:

A și B	reprezintă	variabilele (semnalele) de la intrare;
W_1 și W_2	—	funcțiile (semnalele) de la ieșire;
R_1 și R_2	—	variabilele aplicate la intrare prin reacție pozitivă;
t_0	—	timpul la momentul inițial considerat;
T	—	perioada de succesiune a impulsurilor de tact.

Se presupune că, în lipsa semnalului, variabilele și funcțiile au valoarea 0 și în prezența semnalului, valoarea 1.

Dînd valori întregi parametrului n (pentru $n \geqslant 1$), ecuațiile (1—4) conduc la rezultatele înscrise în tabela 1.

Tabela 1

Funcționarea circuitului *TD*-2 conform ecuațiilor (1)—(4)

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$A_{t_0+(n-1)T}$	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
$B_{t_0+(n-1)T}$	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
$[R_1]_{t_0+(n-1)T}$	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0
$[R_2]_{t_0+(n-1)T}$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
$[W_1]_{t_0+nT}$	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
$[W_2]_{t_0+nT}$	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0

fiecare miez, iar impulsurile de tact au aceleași caracteristici.

Toate înfășurările sînt de 40 de spire, cu excepția celor de reacție, care au 35 de spire.

Tabela 2

Funcționarea trigherului de numărare cu comenzi multiple, conform ecuațiilor (5)—(7)

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$A_{t+(n-1)T}$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
$B_{t+(n-1)T}$	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
$C_{t+(n-1)T_2}$	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
$D_{t+(n-1)T}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
$R_{t+(n-1)T}$	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0
$[W_1]_{t_0+nT}$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$[W_2]_{t_0+nT}$	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0

Diodele D_2 sînt diode cu seleniu ($\varnothing = 10$ mm)*, cu $R_{dir} = 30\,\Omega$ ($U = 1$V) și $R_{inv} = 1$ MΩ ($U = -5$V) și au rolul de a elimina în mare

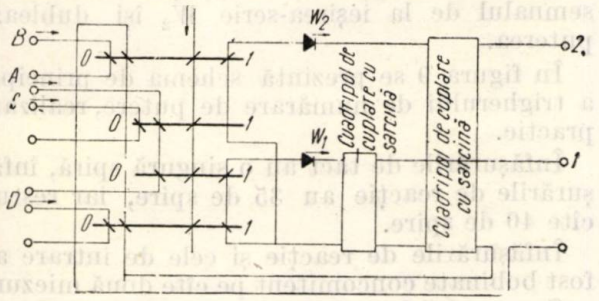


Fig. 4. Schema trigherului de numărare cu comenzi multiple (TN-M).

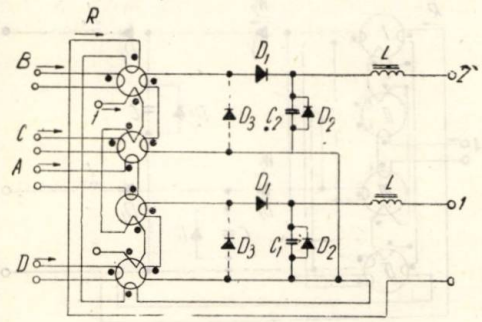


Fig. 5. Schema practică a trigherului de numărare cu comenzi multiple (TN-M).

măsură reacția internă, care influențează stabilitatea funcționării trigherului de numărare.

* Realizate de U.E.M. — București.

În figura 6 se prezintă oscilogramele cu codul de impulsuri aplicat la intrarea A (fig. 6 *a*) și codurile de impulsuri obținute la ieșirea singulară (fig. 6 *b*) și la ieșirea-serie (fig. 6 *c*).

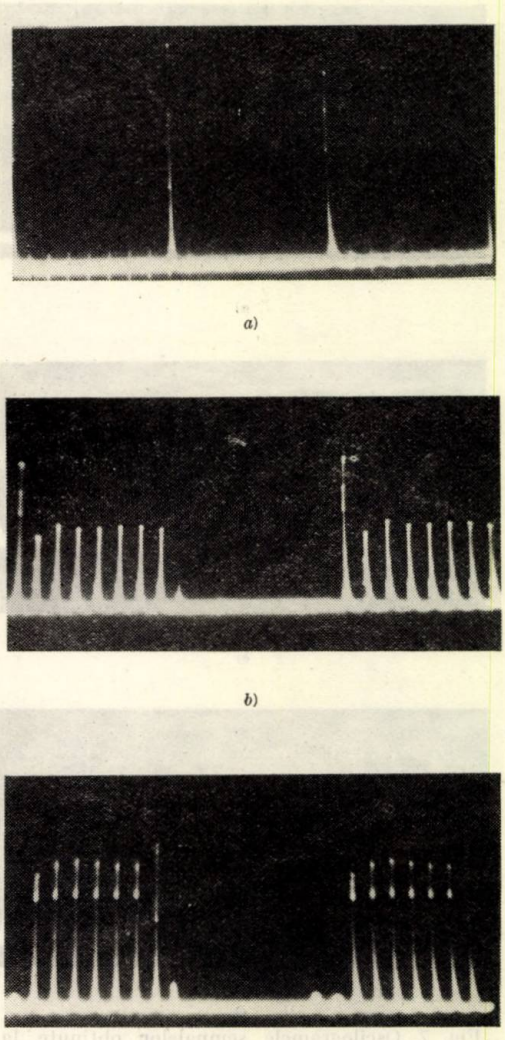


Fig. 6. Oscilogramele semnalelor aplicate la intrarea A (*a*) și ale celor obținute la ieșirea singulară (*b*) și la ieșirea-serie (*c*) a unui trigher de numărare cu comenzi multiple (TN-M), fără diode D_3 (fig. 5).

Folosind diodele D_3 (conectate ca în figura 5) impulsurile parazite sînt mult micșorate (fig. 7).

Aceste diode ($\varnothing = 5$ mm)* au $R_{dir} = 180\,\Omega$ ($U = 1$ V) și $R_{inv} = 1$ MΩ ($U = -5$V) și împiedică transmiterea impulsurilor parazite atunci cînd sînt aplicate semnale la înfășurările de interdicție sau de reacție negativă, fără a fi aplicate semnale la înfășurările de intrare sau de reacție pozitivă, datorită capacității în stare blocată a diodelor D_1.

* Realizate de U.E.M. — București.

Prof. ing. P. POSTELNICU

Compandoare pentru circuitele telefonice

CZ. 621.395 : 65

În ultimii ani, compandoarele dinamice au căpătat o largă utilizare pe căile telefonice, pe care nu se poate obține, cu mijloacele obișnuite, un nivel al zgomotului suficient de redus, astfel ca să nu aducă o scădere sensibilă a calității transmisiei.

Compandoarele se utilizează atît în sistemele telefonice de curenți purtători de construcție specială, pentru distanțe scurte și care funcționează pe cabluri depupinizate, cît și pe unele circuite radiotelefonice de foarte mare distanță.

Ca urmare, caracteristicile compandorului au fost normalizate prin ultimele avize emise de Comitetul Consultativ Internațional Telegrafic și Telefonic (CCITT) [1]. În prezent, atît în cadrul acestui Comitet, cît și pe plan național, se fac numeroase studii pentru determinarea mai exactă a influenței compandorului asupra calității transmisiei, ținîndu-se seamă de latura sa pozitivă (micșorarea zgomotului) și de latura sa negativă (producerea de distorsiuni neliniare, micșorarea stabilității circuitului etc.).

În prezenta lucrare, se va analiza funcționarea compandorului, caracteristicile sale esențiale și se vor da normele CCITT mai importante. Se va preciza îndeosebi legătura dintre nivelul relativ, nivelul neschimbat și micșorarea zgomotului în punctul de recepție al căii. Se dau astfel și principiile de bază pentru calculul compandorului. Calculul propriu-zis și construcția compandorului nu pot fi cuprinse în această lucrare.

Construcția compandorului și schemele de principiu au fost de altfel tratate în două lucrări apărute în această revistă [2,3]. În aceste articole, problema funcționării compandorului este tratată sumar și în general pentru cazuri particulare, neformînd obiectul principal al lucrărilor.

PRINCIPIILE CARE STAU LA BAZA FUNCȚIONĂRII COMPANDORULUI

Puterea semnalelor ce se transmit pe o cale telefonică variază în timp, după cum sunetele pronunțate sînt mai tari sau mai slabe. Dacă se înregistrează, de exemplu, tensiunea într-un punct oarecare al căii, se obține o diagramă de forma celei din figura 1.

Notînd cu U_M amplitudinea maximă și cu U_m, amplitudinea minimă, raportul dintre aceste valori, adică :

$$D = \frac{U_M}{U_m},$$

se numește dinamica semnalelor considerate.

Dinamica mai poate fi exprimată și sub forma raportului dintre puterea momentană maximă și minimă, adică sub forma :

$$D_p = \frac{P_M}{P_m}.$$

Mai practic este să exprimăm dinamica în unități de transmisie, adică prin relațiile :

$$d_u = \ln (U_M/U_m),\ d_p = \frac{1}{2} \ln (P_M/P_m).$$

În cazul transmisiei de convorbiri telefonice, valoarea dinamicii, care nu este depășită decît foarte rar (cu o probabilitate sub 1%), este de circa 100 ca raport de tensiuni sau curenți, deci de 10 000 ca raport de putere, ceea ce corespunde, în unități de transmisie, unei diferențe de nivel de circa 4,6 N.

Dinamica semnalelor transmise formează una dintre caracteristicile principale ale semnalului și unul dintre elementele de bază ce trebuie luate în considerare la proiectarea sistemelor de transmisiuni, ea avînd și repercusiuni importante asupra costului căii. Căile telefonice trebuie astfel realizate încît maximele semnalelor să nu supraîncarce elementele cu o putere limitată (amplificatoare, modulatori etc.), iar minimele semnalelor să nu fie acoperite de zgomote. După cum un canal permite transmiterea unei benzi de frecvență limitată între o frecvență maximă și una minimă, tot astfel el permite transmiterea în bune condiții a semnalelor cuprinse între un maxim și un minim de intensitate sau într-o anumită dinamică.

Normele CCITT fixează în punctul de recepție al căii o abatere între nivelul relativ (semnalul convențional și zgomot) de 5,75 N, ceea ce corespunde unei puteri psofometrice de 10 000 pW în punctul de nivel relativ zero. Față de nivelul relativ (sau în punctul de nivel relativ zero), nivelul semnalelor pe o cale variază de la circa + 0,6 N la −4,0 N (dinamica de 4,6 N). Rezultă o diferență între nivelul semnalelor slabe (−4,0 N) și nivelul maxim al zgomotelor (−5,75 N) de aproape 2 N.

Probabilitatea ca protecția semnalelor față de zgomot să scadă sub această cifră este foarte mică, așa cum s-a spus și mai sus.

În anumite cazuri (linii în cablu depupinizat, legături radiotelefonice, unele linii aeriene, linii de energie), nu se poate realiza abaterea între semnal și zgomot de 5,75 N, fie că aceasta ar duce la cheltuieli prea mari (reechilibrarea cablului etc.), fie că nu este practic posibilă, din motive tehnice. O soluție economică, în acest caz, o

pandor, la care avem $\gamma_e > 1$ și pentru cuadripolul liniar de atenuare nulă cu $\gamma = 1$. Această diagramă justifică reprezentarea grafică a compresorului și a expandorului utilizată în figura 3.

Cu ajutorul acestor diagrame se poate deduce nivelul în diferite puncte ale căii (reprezentat în fig. 3, *b*). Pentru exemplificare s-a reprezentat variația nivelului care are la intrare valoarea n_{1m}. Pe diagrame în figura 4 nu s-au mai pus indicii *c* și *e* (compresor și expandor), pentru simplificarea notațiilor.

CALCULUL MICȘORĂRII ZGOMOTULUI ÎN PUNCTUL DE RECEPȚIE AL CĂII

Să presupunem că la intrarea în compresor avem un semnal cu nivelul n_{1c}. Așa cum s-a arătat mai sus, la ieșirea din expandor, semnalul va avea nivelul $n_{1c} - a_l$, ca și în lipsa compandorului, deoarece suma atenuării compresorului și expandorului este nulă. În punctul de recepție după expandor, nivelul zgomotului este $n_{1p} - a_e$, unde n_{1p} este nivelul zgomotului la intrarea în expandor egal deci cu nivelul zgomotului la recepție în lipsa compandorului. Scăderea zgomotului este deci egală cu atenuarea introdusă de expandor sau cîștigul dat de compresor. Scăderea zgomotului este deci cu atît mai mare cu cît nivelul semnalului este mai mic față de nivelul neschimbat, așa cum se vede din relațiile (6) și (10) sau din figura 2.

Calea cu compandor comportîndu-se între extremități ca un cuadripol liniar, diferența dintre nivelul neschimbat (n_{nc}) și nivelul relativ (n_{r1}) la intrarea în compresor este egală cu diferența dintre aceste mărimi la ieșirea din expandor (n_{ne} și n_{r2}). Notînd această diferență cu δ, avem:

$$\delta = n_{r1} - n_{nc} = n_{r2} - n_{ne}. \qquad (21)$$

Ținînd seamă de această notație și de relațiile (15), expresia atenuării compresorului, dată de (6), devine:

$$a_c = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right)(n_{1c} - n_{r1} + \delta).$$

Dacă notăm cu Δ_p scăderea zgomotului și cu $n_0 = n_{1c} - n_{r1}$ nivelul semnalului la intrarea în compresor, raportat la punctul de nivel relativ zero, egal cu nivelul la intrarea în cale, raportat la același punct, rezultă relația importantă:

$$\Delta_p = -a_c = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right)(-n_0 + \delta). \qquad (22)$$

Să calculăm atenuarea a_c pentru semnalele minime. După cum s-a spus, putem considera pentru semnalele cele mai slabe (cu nivelul n_{1m}):

$$n_{1m} - n_{r1} = -4\text{N}$$

și scăderea maximă a zgomotului Δ_{pM} are valoarea:

$$\Delta_{pM} = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right)(4 - \delta). \qquad (23)$$

Recomandările CCITT [1] prevăd $\delta = 0$, adică nivelul neschimbat, egal cu nivelul relativ. Prin acorduri particulare între țări, se poate lua nivelul neschimbat ceva mai mic decît cel relativ, pentru ca introducerea compandorului să nu aducă o creștere sensibilă a puterii medii a semnalelor în amplificatoarele de linie. Chiar cu $\delta = 0$ se apreciază că această creștere a puterii medii nu depășește 2—3 dB.

În ipoteza $\delta = 0$, relația (23) devine:

$$\Delta_{pM} = 4\left(1 - \frac{1}{\alpha}\right)\text{N}. \qquad (24)$$

În figura 5 este reprezentată variația lui Δ_{pM} în funcție de α. Se vede că pentru $\alpha > 2$ se obține un cîștig mic în ceea ce privește creș-

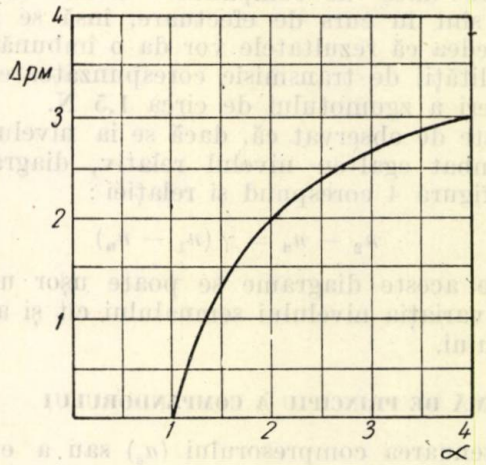


Fig. 5. Scăderea zgomotului în funcție de factorul de compresiune α.

terea lui Δ_{pM}. În practică s-a adoptat valoarea $\alpha = 2$ ($\gamma_c = 0{,}5$, $\gamma_e = 2$), care se poate realiza și din punct de vedere practic. CCITT recomandă de asemenea ca valori nominale $\alpha = \beta = 2$.

Punînd în (24) $\alpha = 2$, rezultă:

$$\Delta_{pM} = 2\ \text{N}.$$

Scăderea zgomotului la recepție în timpul transmiterii semnalelor celor mai slabe este deci de circa 2 N.

Dacă la ieșirea din expandor zgomotul are nivelul de $-5{,}75$ față de nivelul relativ, deci sub nivelul neschimbat al expandorului, și presupunînd că nu se transmite nici un semnal pe cale, atenuarea zgomotului în expandor este de $0{,}5 \times 5{,}75 = 2{,}87$ N.

mativ valorile coeficienților de absorbție în funcție de frecvență pentru cîteva materiale sau structuri absorbante utilizate în reducerea nivelului zgomotului.

Tabela 1

Coeficienții de absorbție

Materialul sau structura	Frecvența (Hz)					
	128	256	512	1 024	2 048	4 096
Vată minerală 2,5 cm grosime	0,16	0,19	0,39	0,54	0,59	0,75
Vată minerală 10 cm grosime	0,42	0,66	0,73	0,74	0,76	0,79
Vată de sticlă 2,5 cm grosime	0,19	0,33	0,51	0,64	0,64	0,62
Vată de sticlă 10 cm grosime	0,31	0,40	0,56	0,70	0,70	0,64
Plăci fribrolemnoase găurite aplicate pe perete	0,35	0,42	0,43	0,50	0,60	0,66
Mochetă	0,15	0,16	0,22	0,45	0,60	0,68

În general, materialele și structurile absorbante utilizate în mod curent în tratamentul acustic al încăperilor sînt clasificate după cum urmează :

— materiale poroase sau fibroase ;
— materiale care formează membrane vibrante ;
— materiale care formează rezonatori.

MATERIALELE POROASE

Porii acestor materiale pot fi considerați ca niște tuburi capilare prin care poate circula aerul. În timpul mișcării aerului, datorită efectului viscozității, iau naștere forțe de frecare, care se opun mișcării și astfel o parte din energia acustică incidentă este absorbită de materialul poros. Din această categorie de materiale fac parte : vata de sticlă, vata minerală, mocheta, azbestul, plăcile fibrolemnoase etc.

În comerț ele se pot găsi sub diferite forme, putînd fi mai mult sau mai puțin tasate, cu densitatea în general cuprinsă între 30 și 150 kg/m³. Cînd sînt aglomerate sau prefabricate în plăci, acestea pot avea grosimi cuprinse între 12 și 25 mm și aproape întotdeauna sînt perforate cu găuri cilindrice sau pătrate, de 4—8 mm diametru sau cotă, profunzimea perforațiilor atingînd 1/4 sau 1/3 din grosimea plăcii. De asemenea, se pot întîlni și plăci canelate paralel sau încrucișat. Dimensiunile obișnuite ale plăcilor sînt de 30 × 30 cm, 40 × 40 cm sau 50 × 50 cm, ele putînd fi lipite direct pe tencuială.

În cazul cînd pe suprafețele de tratat ale unei săli se aplică direct un material poros, va rezulta în această sală o absorbție a componentelor de înaltă frecvență ale zgomotului (frecvențe mai mari decît 400—500 Hz) mai mare decît a componentelor de joasă frecvență.

Din examinarea tabelei coeficienților de absorbție, se poate constata această caracteristică a materialelor poroase absorbante de zgomot și, de asemenea, influența grosimii stratului de material poros asupra coeficientului de absorbție în funcție de frecvență. De exemplu, în cazul straturilor de vată de sticlă de 2,5 și 10 cm grosime, în timp ce la frecvențele ridicate grosimea are o mică influență asupra coeficientului de absorbție, la frecvențele joase absorbția crește o dată cu mărirea grosimii stratului de material. Tapetînd pereții cu straturi groase din acest material, de circa 20 cm, se poate obține o absorbție uniformă a zgomotului într-o bandă largă de frecvențe.

Variația absorbției cu frecvența la materialele poroase, precum și considerentele prezentate au determinat folosirea acestora în tratamentul acustic al sălilor cu schimbătoare telefonice interurbane și al sălilor cu aparate telegrafice.

În sălile de exploatare telegrafică, principalii radianți acustici de zgomot sînt aparatele telegrafice în funcționare (teleimprimatoarele, perforatoarele și receptoarele perforatoare, transmițătoarele automate, convertoarele de cod, releele și manipulatoarele etc.), instalațiile transportoare de telegrame acolo unde acestea există și personalul de exploatare. Dintre toate aceste surse, aparatelor telegrafice li se poate aplica un tratament acustic local, astfel încît să se obțină o reducere a perturbației în toate suprafețele adiacente care radiază zgomotul.

De exemplu, pentru reducerea vibrațiilor produse de teleimprimatoarele în funcțiune și care sînt transmise mesei (biroului) pe care acestea sînt instalate, se așază, atît sub aparate cît și sub picioarele mesei, un strat de material amortizant de vibrații, caracterizat printr-o oarecare elasticitate.

În cazul aparatelor telegrafice protejate de cutii care fac parte din ansamblul acestora (teleimprimatoare, perforatoare, convertoare de cod etc.), se pot căptuși aceste cutii, atunci

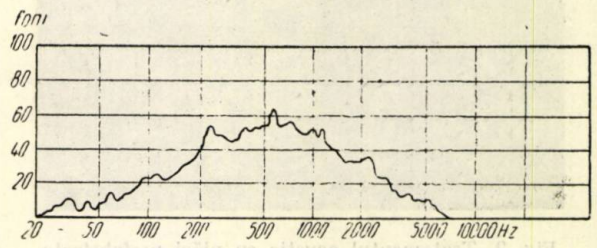


Fig. 1. Spectrograma zgomotului într-o centrală telefonică interurbană.

cînd ele nu sînt căptușite de fabrica producătoare, cu un material absorbant de sunet, material care va absorbi o parte din energia acustică incidentă pe suprafața lui.

Dacă în centralele telefonice interurbane, unde principalele surse acustice sînt vocile telefoniștelor, este foarte greu de aplicat un tratament local eficient și economic, în sălile cu aparate telegrafice combaterea zgomotului la origine poate fi realizată cu ușurință.

La utilizarea materialelor poroase în combaterea zgomotului se ține seamă de toate caracteristicile lor (absorbția acustică, izolația termică, incombustibilitatea, rezistența la umiditate, durata în timp, greutatea de pozat și de întreținere etc.), cum și de toate aspectele tehnico-economice ale tratamentului acustic.

Dacă inițial în unele săli telegrafice au fost întrebuințate în combaterea zgomotului așa-zisele „saltele de vată de sticlă", din considerente tehnico-economice în ultima vreme sînt folosite plăcile prefabricate cu perforații.

Figura 2 ilustrează tratamentul acustic al unei centrale telefonice interurbane prin tapetarea directă a pereților și a plafonului cu plăci perforate și canelate. Aceste plăci pot fi fabricate pe bază de vată de sticlă, vată minerală, material fibrolemnos, produse sintetice etc.

Măsurătorile efectuate asupra unei probe dintr-o placă perforată de un anumit tip

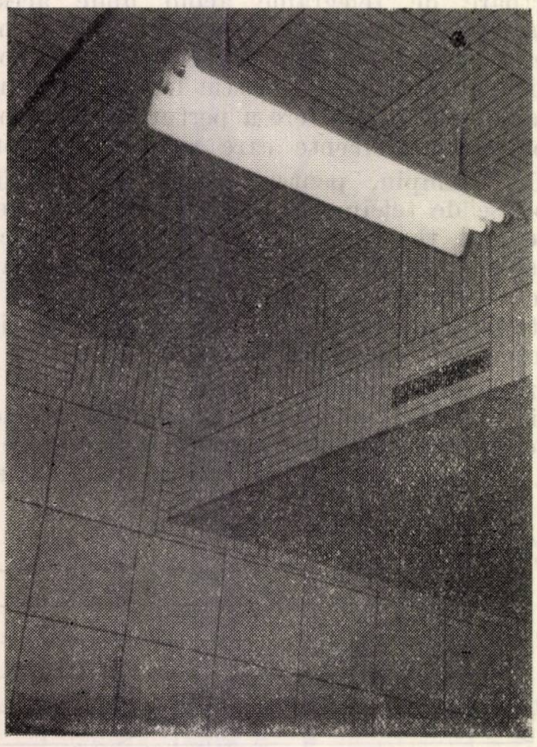


Fig. 2. Tratamentul acustic cu plăci prefabricate perforate și canelate.

au determinat curba coeficientului de absorbție în funcție de frecvență, reprezentată în figura 3.

Prezintă interes în momentul de față tratamentul acustic al încăperilor cu ajutorul „spumei plastice (artificiale)". Spuma artificială, a cărei capacitate de absorbție este, de asemenea, în funcție de frecvența, de grosimea și de forma materialului plastic, poate

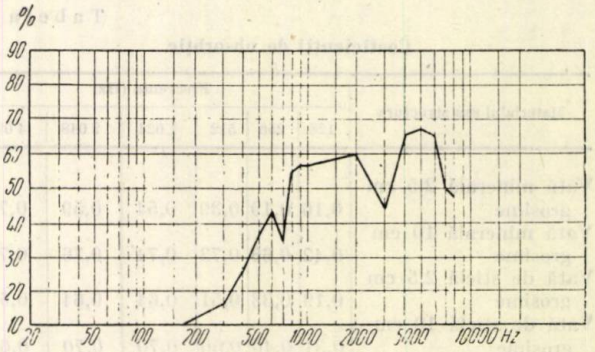


Fig. 3. Curba coeficientului de absorbție în funcție de frecvență pentru o probă dintr-o placă perforată.

fi aproape întotdeauna adaptată cerințelor impuse. Se poate realiza o absorbție eficientă a zgomotului prin aplicarea directă, pe suprafețele de tratat, a unui strat de spumă artificială, cu condiția ca grosimea stratului absorbant și rezistența acustică specifică a acestuia să fie bine dimensionate.

Rezistența acustică specifică reprezintă partea reală a impedanței acustice specifice,

$$Z_s = R_s + jX_s,$$

mărime ce caracterizează din punct de vedere acustic un material, fiind analogă cu impedanța unei linii de transmisie electrică.

Structura spumei plastice se deosebește de structura celorlalte materiale poroase sau fibroase, spumele artificiale prezentînd în general schelete alcătuite din fibre cu un diametru de aproximativ 0,5 mm, cu ochiurile rețelei de dimensiuni cuprinse între 0,1 și 1,0 mm, acoperite cu o membrană subțire. Aceste membrane sînt vizibile în interiorul materialului cînd acesta este secționat.

Densitatea spumelor plastice, ce pot fi utilizate în combaterea zgomotului, este în general cuprinsă între 25 și 60 kg/m³ și influențează într-o anumită măsură asupra variației coeficientului de absorbție în funcție de frecvență. În figura 4 sînt prezentați coeficienții de absorbție în funcție de frecvență pentru un strat de spumă artificială de 2 cm grosime și pentru densități de 45 și 60 kg/m³, aplicat direct pe perete, într-un cîmp acustic difuz.

Curbele din figura 4 arată că influența densității asupra absorbției nu este prea mare și, în același timp, că — pentru frecvențe de peste 400 Hz — spuma artificială prezintă valori apreciabile ale coeficientului de absorbție.

Comportarea tipică a spumei artificiale în absorbția zgomotului, în comparație cu a materialelor din fibră minerală, se poate vedea din curbele reprezentate în figura 5.

La spuma plastică, pe lîngă o ameliorare a absorbției la frecvențele joase, se observă apariția unor anumite maxime și minime în banda de frecvențe. Poziția și înălțimea primului ma-

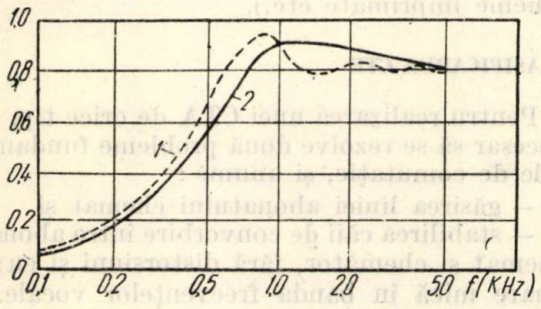


Fig. 4. Coeficienții de absorbție pentru un strat de spumă artificială de 2 cm grosime, aplicat direct pe perete :
– – – – strat de spumă cu $d = 45$ kg/m³ ;
——— strat de spumă cu $d = 60$ kg/m³.

xim depind de rezistența acustică specifică a stratului absorbant, iar frecvențele corespunzătoare primelor două maxime se află, în general, în raportul de 1/3 [8].

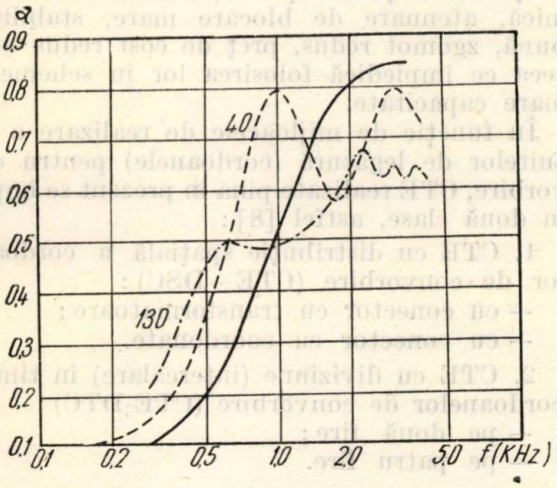


Fig. 5. Coeficientul de absorbție al spumei de 2 cm grosime, $d = 35$ kg/m³, comparativ cu al unui strat de fibră minerală, $d = 100$ kg/m³ :
– • – • – strat de spumă cu rezistența specifică $R = 130$ Ray l/cm ;
– – – – strat de spumă cu $R = 50$ Ray l/cm ;
——— strat de fibră minerală.

MATERIALELE CONSTITUIND MEMBRANE VIBRANTE ȘI SISTEMELE CU REZONATORI

Spre deosebire de materialele poroase și de spuma artificială, sistemele cu membrane vibrante și sistemele cu rezonatori prezintă selectivitate în absorbția sunetelor. Dacă cu membranele vibrante se obține o absorbție maximă la o frecvență de rezonanță, respectiv într-o bandă mai mult sau mai puțin îngustă, în domeniul frecvențelor joase, în mod obișnuit pînă la 300 Hz, în cazul sistemelor cu rezonatori frecvența de rezonanță se situează în domeniul frecvențelor înalte și selectivitatea este mai pronunțată. În general, acestea din urmă se împart în :

— rezonatori simpli de tip Helmholtz și
— rezonatori cuplați cu găuri sau cu fante.

Teoria și comportarea membranelor vibrante și a rezonatorilor în absorbția sunetelor a fost expusă pe larg de numeroși autori [9].

CONCLUZII

Realizarea tratamentului acustic în sălile de exploatare de telecomunicații cu zgomot ridicat constituie o acțiune importantă pe linia îmbunătățirii condițiilor de muncă ale personalului din aceste săli.

În acțiunea de combatere a zgomotului pot fi adoptate anumite soluții, pot fi întrebuințate anumite materiale.

În timp ce materialele poroase și spuma artificială pot fi utilizate în tratamentul acustic al sălilor cu aparate telegrafice și cu schimbătoare telefonice interurbane, materialele constituind membrane vibrante și sistemele cu rezonatori, datorită curbei de variație a coeficientului de absorbție în funcție de frecvență, nu se pretează la combaterea zgomotului în aceste săli. De menționat faptul că deși sistemele formate din plăci perforate alcătuind rezonatori cuplați pot fi utilizate, ele prezentînd o absorbție apreciabilă și aproape uniformă a energiei acustice într-o bandă largă de frecvențe, totuși folosirea lor nu este indicată, prin faptul că nu este economică și duce la o micșorare a spațiului în săli.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bădărău, E. și Grumăzescu, M. *Bazele acusticii moderne*. București, Editura Academiei R.P.R., 1961.

[2] Slavin, I. I. *Zgomotul industrial și combaterea lui* (traducere din limba rusă). București, Editura tehnică, 1957.

[3] Mariner, T. *Control of noise by sound-absorbent materials*. Noise control, **3**, nr. 4, 1957, p. 11—19.

[4] Kosten, C. W. și Janssen, J. H. *Acoustic properties of flexible and porous materials*. Acustica, **7**, nr. 6, 1957, p. 372—378.

[5] Slavin I. I. *Kratkii ocierk rabot po isledovaniiu șumov i po boribe s șumami v U.R.S.S. za period do* 1957 *g.* Akusticeskii Jurnal, **5**, nr. 2, 1959, p. 221—230.

[6] Baranova, Z. N. și Velijanina, K. A. *Akusticeskie parametri nekotorîh zvukopogloșciaiușcih materialov*. Akusticeskii Jurnal, **3**, nr. 2, 1957, p. 99—103.

[7] Mariner, T. *Effects of absorbent material near the source*. Noise control, **5**, nr. 3, 1959, p. 37—41.

[8] Venzke, G. *Die Schallabsorption poroser Kunststoffschaume*, Acustica, **8**, nr. 5, 1958, p. 295—300.

[9] Grumăzescu, M. *Materiale absorbante acustic întrebuințate în construcții*. Construcții A.S.I.T., **2**, nr. 6, 1951, p. 23—30.

Ing. N. NECULA
Ing. R. ZAMFIRESCU
Ing. E. CEANGĂ

Centrale telefonice electronice

CZ 621.395.72 : 621.385.8

Introducerea electronicii în tehnica centralelor telefonice automate (CTA) a luat o mare extindere în ultimul timp. Cercetările întreprinse pentru folosirea elementelor de comutație fără contacte în telefonia automată au ca scop fie introducerea dispozitivelor electronice în schemele existente, acolo unde acest lucru este avantajos, fie crearea de noi tipuri de CTA cu comandă electronică centralizată.

De asemenea, tot în cadrul acestor cercetări se realizează și modele de centrale telefonice complet electronice (CTE). Realizarea machetelor de CTE de mică capacitate are drept scop imediat verificarea principiilor de construcție a unor astfel de centrale, determinarea celor mai avantajoase sisteme și pregătirea fabricației în serie a unor CTE cu destinații speciale (de instituții sau centrale telefonice care lucrează în condiții speciale și dificile — marină etc.). Pînă în prezent au fost construite mai multe astfel de CTE, printre care :

— CTE pentru 10 abonați (Institutul electrotehnic din Leningrad, 1956) [1];
— CTE pentru 100 abonați (Institutul electrotehnic din Leningrad, 1959);
— CTE pentru 600 abonați („Bell Tel. Labs." S.U.A. 1959) [2], [3];
— CTE pentru 240 abonați (LCT-Paris, 1960) [4];
— CTE pentru 800 abonați, cu posibilități de extindere pînă la 7 200 abonați („Post Office Res. St.", Anglia, 1961) [5], [6], [7].

Pe baza studierii funcționării acestor machete și a cercetărilor ulterioare, vor fi stabilite căile trecerii treptate de la CTA obișnuite la CTE de mare capacitate. Ultimele realizări de CTE enumerate sînt concludente în această privință, marcînd primele încercări de realizare a unor CTE pentru rețelele urbane.

Avantajele de bază ale CTE față de CTA electromecanice sînt :

— lipsa părților mobile în componența centralei telefonice, ceea ce ieftinește exploatarea ei ;
— viteza mare de acționare a dispozitivelor electronice, care duce la îmbunătățirea calității de deservire a abonaților și la reducerea echipamentului comun al centralei telefonice ;
— funcționarea fără zgomot ;
— micșorarea consumului de energie electrică ;
— siguranța mare de funcționare a dispozitivelor electronice, ceea ce dă posibilitatea creării de CTA nedeservite ;
— utilizarea mai bună a noilor metode tehnologice și industriale (montare automată, scheme imprimate etc.).

CLASIFICAREA CTE

Pentru realizarea unei CTA de orice tip, este necesar să se rezolve două probleme fundamentale de comutație, și anume :

— găsirea liniei abonatului chemat și
— stabilirea căii de convorbire între abonatul chemat și chemător, fără distorsiuni și cu atenuare mică în banda frecvențelor vocale.

Prima problemă este rezolvată de partea de comandă a CTA, iar a doua de partea de comutație propriu-zisă a căilor de convorbire.

În CTE problema cea mai grea este aceea a comutației, deoarece dispozitivele de comutare a căilor de convorbire (contactele electronice) studiate pînă în prezent nu îndeplinesc decît parțial condițiile impuse (atenuare de trecere mică, atenuare de blocare mare, stabilitate bună, zgomot redus, preț de cost redus etc.), ceea ce împiedică folosirea lor în scheme de mare capacitate.

În funcție de mijloacele de realizare a circuitelor de legătură (cordoanele) pentru convorbire, CTE realizate pînă în prezent se împart în două clase, astfel [8] :

1. CTE cu distribuție spațială a cordoanelor de convorbire (CTE—DSC) :
— cu conector cu transformatoare ;
— cu conector cu coordonate.

2. CTE cu diviziune (intercalare) în timp a cordoanelor de convorbire (CTE-DTC) :
— pe două fire ;
— pe patru fire.

PRINCIPIUL SCHEMELOR DE CTE-DSC

O CTE-DSC are un anumit număr de cordoane de convorbire (funcție de numărul de abonați și de traficul telefonic), la care pot avea acces toți abonații (fig. 1).

Linia unui abonat poate fi conectată la fiecare cordon prin contactele electronice (*CE*) existente la fiecare punct de intersecție al liniei abonatului cu cordoanele.

Numărul total de *CE* necesare $= n.N$, unde n este numărul abonaților și N — numărul cordoanelor de convorbire.

Schema prezentată formează un conector cu coordonate (matrice de conectare). În cazul unor CTE de capacitate foarte mică (maximum 20 de abonați) se pot folosi conectori cu transformatoare, la care cordonul este reprezentat de miezul unui transformator cu mai multe înfășurări (o înfășurare pentru fiecare abonat) [12], [13].

Contactele electronice la ambele tipuri de scheme pot fi cu memorie (au două stări stabile și trec în una dintre ele în urma aplicării unui impuls de comandă, rămînînd în această stare

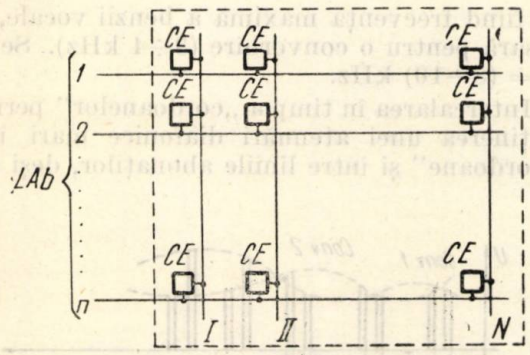


Fig. 1. Principiul unei scheme de CTE-DSC:
LAb – liniile abonaților; *I, II, N* – cordoane de convorbire; *CE* – contactele electronice.

pînă la sosirea următorului impuls de comandă) sau fără memorie (au o singură stare stabilă — cea de repaus — și trec și se mențin în starea de lucru numai atîta timp cît li se aplică un semnal de comandă). Dacă la un *CE* fără memorie se atașează un circuit bistabil de comandă, ansamblul format devine un *CE* cu memorie.

Pentru un *CE* coeficientul de comutație se definește cu formula următoare:

$$k = \frac{I_c}{I_b},$$

în care:

I_c este curentul care trece prin *CE* în starea de conducție a acestuia, iar

I_b — curentul rezidual care trece prin *CE* blocat.

Acest coeficient trebuie să fie cît mai mare, pentru a se asigura o conducție cu atenuarea de trecere cît mai mică și o blocare foarte bună, pentru a nu apărea diafonie între cordoane și între liniile abonaților prin *CE*. *CE* se realizează, în special, cu diode și triode semiconductoare sau cu diode cu gaz.

CTE-DSC se construiesc pe bază de circuite logice cu semiconductoare și elemente magnetice, care lucrează în regim static și în scheme de joasă frecvență, fapt datorită căruia sînt mai simplu de realizat decît CTE-DTC. Totuși, folosirea lor este rațională numai pentru CTE de mică capacitate, din cauza numărului mare de *CE* pentru căile de convorbire și a condițiilor grele impuse coeficientului de comutație al acestora.

Numărul de *CE* poate fi redus, la CTE-DSC cu capacități mai mari, prin gruparea abonaților și folosirea a două trepte de selecție (conectori primari și secundari), însă în acest caz factorul determinant care limitează capacitatea centralei rămîne coeficientul de comutație. Acesta trebuie să îndeplinească condiții foarte severe, în caz contrar atenuarea de trecere crescînd și atenuarea diafonică scăzînd mult. În CTE-DSC de 240 abonați, construită în anul 1960, se folosesc — pentru contactele electronice — diode cu gaz.

Variantele de grupare a abonaților și de formare a treptelor de selecție sînt:

1. *Cu conectori secundari* (fig. 2). În această variantă, cei 200 de abonați sînt grupați cîte 50, formînd patru secții interconectate între ele prin 20 de conectori secundari (*CS*). Abonații unei secții pot duce simultan 20 de convorbiri în cadrul acesteia, deci sînt posibile simultan 80 de convorbiri „locale" (convorbiri în cadrul secțiilor). Între abonații din diferite secții se pot stabili simultan maximum 40 de convorbiri, în cazul inexistenței pierderilor în *CS*. În realitate, în *CS* apar pierderi datorită faptului că într-un anumit *CS* poate fi ocupată legătura spre o secție, în momentul sosirii unui apel spre un abonat din acea secție, și deci abonatul chemător primește ton de ocupat, deși abonatul chemat poate fi liber. De exemplu, abonatul *150* ocupă cordonul *41*, dorind să obțină legătura cu abonatul *1* care este liber. Anterior, abonatul *50* ocupase cordonul *1* într-o convorbire locală sau cu altă secție. Deci, legătura dintre secția *III* și *I* prin CS_I nu este posibilă, cordonul *1* fiind ocupat și abonatul *150* primește ton de ocupat, cu toate că abonatul *1* este liber.

Cu toate acestea, schema este avantajoasă, deoarece permite o reducere însemnată a numărului de *CE*. Astfel, considerînd în medie 40 de convorbiri simultane, în cazul unui singur conector ar fi fost necesar $N' = 40 \cdot 200 = 8\,000$ contacte electronice, iar în cazul folosirii conectorilor secundari, $N'' = 4 \cdot 50 \cdot 20 + 20 \cdot 4 \cdot 2 = 4\,160$ contacte electronice.

2. Altă variantă de formare a treptelor de selecție o constituie *folosirea unei matrice de*

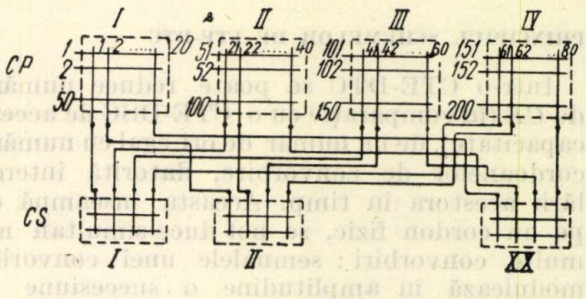


Fig. 2. Formarea treptelor de selecție cu ajutorul conectorilor secundari *CS*.

interconectare, care asigură interconectarea între toate coordoanele, fără pierderi (fig. 3).

Această matrice în triunghi permite conectarea fiecăruia dintre cele 40 de cordoane

continuu, prin aparatul abonatului și prin rezistența R_1 din *EA*. Astfel, în punctul *a* apare un semnal, care indică apelul spre centrală. Impulsurile de disc apar în punctul *a* sub forma

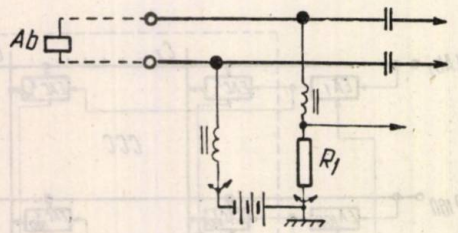


Fig. 7. Apelul spre centrală.

unor întreruperi ale semnalului de curent continuu, iar semnalul de închidere constă în dispariția semnalului din punctul *a*.

Vom introduce următoarele notații referitoare la circuitele logice *ȘI* (fig. 8).

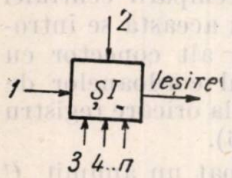


Fig. 8. Circuitul *ȘI*.

Se știe că, prin aplicarea de semnale la toate intrările unui circuit *ȘI*, la ieșire apare semnal, iar dacă la una sau la mai multe intrări nu se aplică semnal (semnal 0), la ieșire nu apare semnal. Considerînd la un circuit *ȘI* numai intrarea *1* „intrare" propriu-zisă, iar intrările *2, 3* — „intrări de comandă", se poate spune că, în cazul aplicării de semnale la toate intrările de comandă, circuitul *ȘI* este „deschis" (adică aplicarea unui semnal la intrarea *1* produce, în acest caz, apariția semnalului la ieșire) și în cazul cînd la una sau la mai multe intrări de comandă nu se aplică semnale, circuitul *ȘI* este „închis" (aplicarea semnalului la intrarea *1* nu produce apariția semnalului la ieșire).

Ocuparea cordonului se face după cum urmează : semnalul din punctul *a* din EA_k al abonatului care face apelul spre centrală trece în *EAC* (fig. 9) al acestui abonat, pe un cordon liber (de exemplu : EAC_k^I pe cordonul C_1), și produce basculareа circuitului CB_k^I, care comandă :

a) deschiderea CE_k^I, prin care linia *ab.k* este conectată la cordonul C_I;

b) trimiterea unui semnal spre memoria de stare a abonatului respectiv $MSAb_k$, pentru a se înregistra starea de ocupat a liniei abonatului ;

c) trimiterea unui semnal spre memoria de stare a cordonului MSC_I, pentru a se bloca cordonul ocupat.

Pentru a se asigura ocuparea unui singur cordon de către abonat (atunci cînd sînt mai multe libere), se folosește un căutător de cordoane, *CCord* (fig. 9).

Cînd sînt libere toate cordoanele și abonatul face apel spre centrală, acesta poate ocupa numai cordonul C_I, deoarece este deschis numai $ȘI_I$ (datorită semnalelor primite la intrările de comandă de la *MSAb* proprie și de la ieșirea *O* a MSC_I). $ȘI_{II}$, $ȘI_{III}$ etc. sînt închise, deoarece primesc semnal zero de la ieșirile circuitelor $ȘI_{C-II}$, $ȘI_{C-III}$ etc. (din căutătorul de cordoane *CCord*), cărora li se aplică la una dintre intrări semnal zero de la ieșirea *1* a MSC_I. CB_k^I al abonatului basculează și comută MSC_I și *MSAb* (a lui) în starea de lucru. Din această cauză, la ieșirea desenată a *MSAb* apare semnal zero, iar la ieșirile MSC_I semnalele se inversează (semnal zero la *O* și semnal la *1*). Semnalul zero de la *MSAb* blochează linia abonatului, prin închiderea tuturor circuitelor *ȘI* ale acestuia. Semnalul zero de la *O*-MSC_I blochează cordonul ocupat, prin închiderea circuitelor *ȘI* de acces la cordonul C_I al tuturor abonaților, iar semnalul de la *1*-MSC_I permite tuturor abonaților, afară de cel care a ocupat C_I, accesul la cordonul C_{II}, circuitele $ȘI_{II}$ ale acestora fiind deschise, datorită semnalelor aplicate la intrările lor de comandă de la *MSAb* a abonatului respectiv și de la ieșirea lui $ȘI_{C-II}$ (deschis de semnalul de la *1*-MSC_I și primind semnal de la *O*-MSC_{II}). După ce se ocupă și C_{II}, $ȘI_{C-II}$ dă semnal zero la ieșire (pentru că primește semnal zero de la *O*-MSC_{II}) și astfel C_{II} se blochează. Totodată, devine posibilă ocuparea lui C_{III}, datorită semnalului dat la ieșire de $ȘI_{C-III}$ (deschis de semnalele de la *1*-MSC_I și *1*-MSC_{II} și primind semnal de la *O*-MSC_{III})etc.

Testul abonatului chemat

După ce înregistrează numărul abonatului chemat, registrul produce un impuls de selecție pe care îl trimite spre *EAC* al abonatului chemat

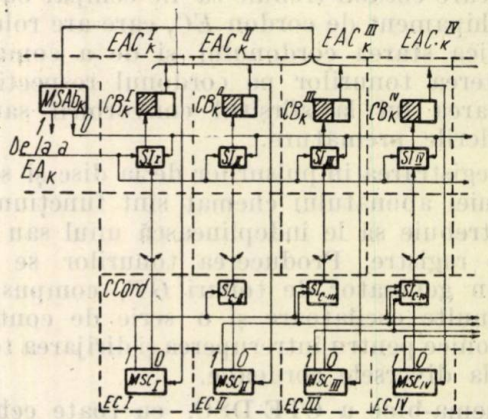


Fig. 9. Căutătorul de cordoane de convorbire *CCord*.

pe cordonul ocupat de abonatul chemător. Acest impuls va produce conectarea liniei abonatului chemat la cordonul corespunzător și

Dacă abonatul chemat (fie nr. *22*) este liber, se poate înregistra în M_{U-2} și M_{Z-2} din MM_{II} „cordonul de impulsuri" ocupat de abonatul chemător, și astfel se poate stabili legătura dintre cei doi abonați, prin „cordonul de impulsuri" ocupat de abonatul chemător.

CONCLUZII

În CTE-DTC este necesar să se folosească dispozitive cu bandă largă a frecvențelor de lucru și cu o mare stabilitate, iar realizarea schemelor necesită o mare precizie și stabilitate a regimurilor de funcționare. Realizarea practică a unor astfel de scheme este mai complicată decît a schemelor cu distribuție spațială a cordoanelor. Totuși, ele prezintă și unele avantaje mari, care constau în faptul că numărul contactelor electronice este relativ mic, iar condițiile impuse pentru coeficientul lor de comutație sînt nepretențioase. Datorită acestor avantaje, schemele de CTE-DTC sînt cele mai indicate, în cazul construirii unor CTE de mare capacitate.

În cazul unor capacități foarte mari, principiul diviziunii în timp a cordoanelor nu mai este suficient (durata impulsurilor din *CI* ar trebui să fie irealizabil de mică), și de aceea este necesar să se combine ambele principii de construire a CTE. Astfel, în CTE-DTC pentru 7 200 abonați [7], fiecare secție de 800 abonați constituie cîte o CTE-DTC propriu-zisă, iar interconectarea lor se realizează după principiul distribuției spațiale a celor nouă cordoane de convorbire.

Introducerea pe scară largă a electronicii în CTA este împiedicată în prezent de mulți factori economici și de dificultatea obținerii unei siguranțe suficiente de funcționare a centralelor mari. Trecerea la CTA parțial sau total electronice este îngreuiată și de necesitățile de interconectare cu CTA de tip vechi în funcțiune, ceea ce impune o mare flexibilitate a noilor scheme. Totuși, cu toate dificultățile existente, se poate considera că introducerea, la început parțială și apoi totală, a electronicii în schemele de CTA constituie etapa viitoare a dezvoltării comutației telefonice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Korablev, L. *Lampi s holodnim katodom.* Izd. A. N. S.S.S.R., 1961, Moskva.

[2] *** *Bell System to test new all-electronic switching system.* În: Bell Labs. Rec., ian. 1956, p. 36.

[3] Joel, A. *An experimental electronic switching system.* În: Bell Labs. Rec. oct. 1958, p. 359—363.

[4] Goudet, G. *Un autocommutateur téléphonique à* 240 *lignes entièrement électronique.* În: L'Onde Électrique, **40**, nr. 399, 1960, p. 427—439.

[5] *** *Post office research.* În: Electrical Review, **167**, 1960, nr. 14, p. 577.

[6] *** British Communication and Electronics, dec. 1960, p. 891—913.

[7] *** *Electronic telephone exchanges.* În: Electrical Journal, **165**, nr. 23, 1960.

[8] Stager, V., Samokiș, M., Kaprov, V. *Postroienie elektronih* ATS *maloi emkosti na poluprovodnikovîh priborah.* În: Elektrosveazi, nr. 12, 1959, p. 57—66.

[9] Scowen. *A Small experimental electronic automatic telephone exchange.* În: POEEJ, **47**, nr. 1—3, 1954, p. 1—4; 102—105; 138—142.

[10] Rumpf. *Elektronik in der Fernsprechvermitelungstechnik.* VEB Verlag Technik, Berlin, 1956.

[11] Svala Jacob. *An electronic telephone exchange.* În: Ericsson Review, nr. 1, 1956, p. 2—14.

[12] Dumousseau, G. *Description d'un autocommutateur téléphonique à* 20 *lignes entièrement électronique.* În: L'Onde Électrique, **37**, nr. 360, 1957, p. 220—230.

[13] Metzger, R. *Die erste voll-electronische Telephonzentrale Europas.* În: Techn. Mitt. PTT., **35**, nr. 6, 1957, p. 239—243.

[14] Monin, M. C. *Description et principe de fonctionnement de l'autocommutateur électronique à* 100 *directions en service de la Campagne industrielle des téléphones.* În: Bull. de la Soc. Fr. des El., nr. 90, 1958.

„În Capitală, la librăriile **Cartea Rusă** *din Calea Victoriei nr. 42 și* **Librăria Noastră** *nr. 17 din bd. G-ral Magheru nr. 6-8, se primesc comenzi de cărți de specialitate din țările socialiste.*

Celor interesați le stau la dispoziție cataloage și prospecte ale editurilor respective".

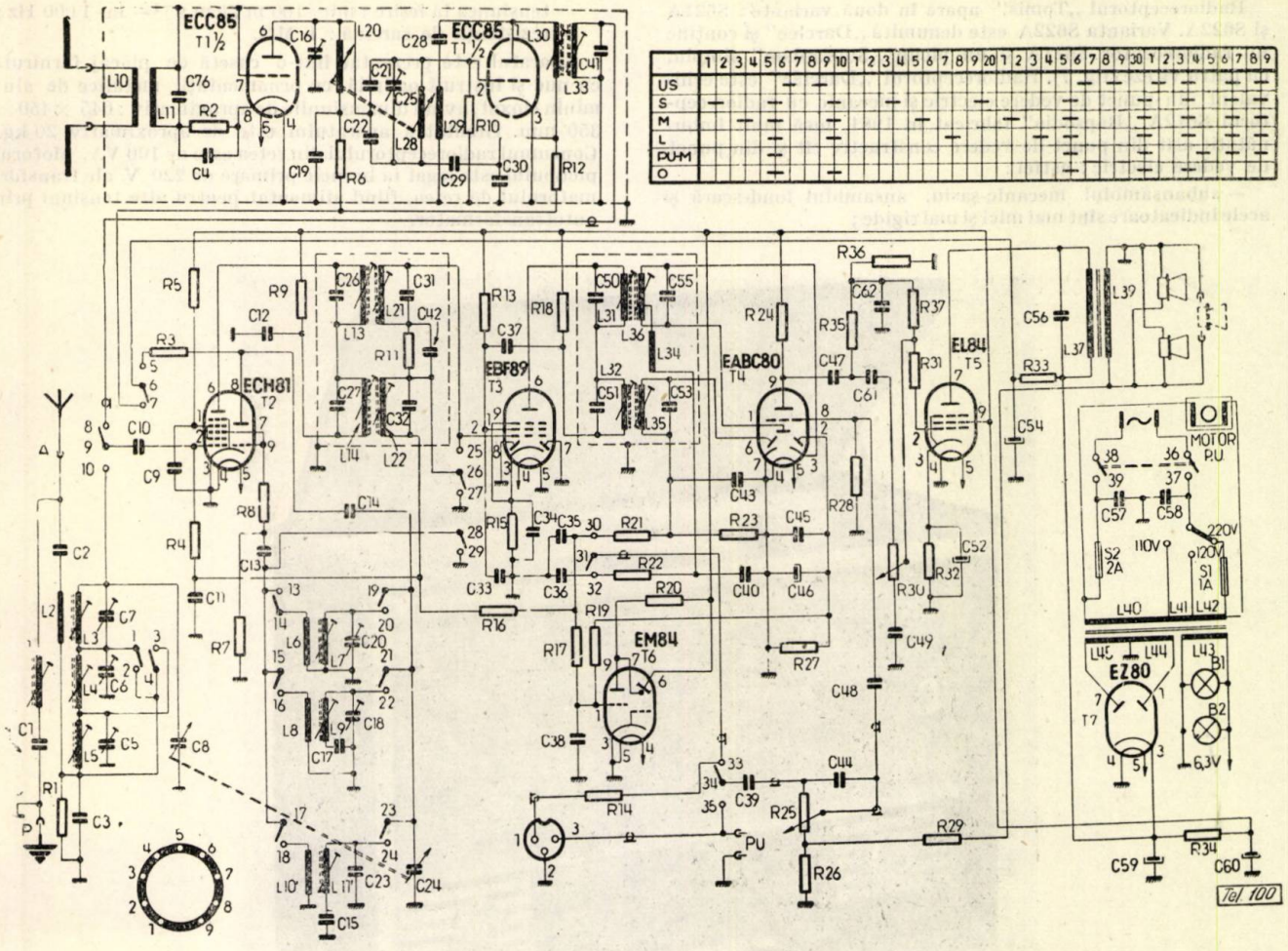


Fig. 6. Schema de principiu completă a radioreceptoarelor S621A „Tomis" şi S621A „Darclée".

Condensatoare ceramice :

29. C_1, C_4, C_{40}	200	pF	± 5%	— 500 V;
30. C_5	91	pF	± 2%	— 500 V;
31. C_{10}, C_{42}	100	pF	± 2%	— 500 V;
32. C_{13}, C_{75}	47	pF	± 5%	— 500 V;
33. C_{14}, C_{36}	510	pF	± 5%	— 500 V;
34. C_{15}	180	pF	± 2%	— 500 V;
35. C_{17}	360	pF	± 2%	— 500 V;
36. C_{19}	2	nF	± 20%	— 500 V;
37. C_{21}, C_{26}, C_{29}, C_{41}, C_{50}	10	pF	± 10%	— 500 V;
38. C_{22}	14	pF	± 2%	— 500 V;
39. C_{23}	145	pF	± 2%	— 500 V;
40. C_{27}, C_{32}, C_{51}, C_{53}	300	pF	± 2%	— 500 V;
41. C_{28}, C_{31}, C_{55}	30	pF	± 2%	— 500 V;
42. C_{30}	140	pF	± 2%	— 500 V;
43. C_{61}	470	pF	± 5%	— 500 V.

Condensatoare cu hîrtie :

44. C_2	1	nF	± 20%	— 400/1200V;
45. C_9, C_{33}, C_{37}	10	nF	± 20%	— 400/1200V;
46. C_{11}	100	nF	± 20%	— 250/750 V;
47. C_{12}, C_{45}	4,7	nF	± 20%	— 400/1200 V
48. C_{34}, C_{38}	10	nF	± 20%	— 250/750 V;
49. C_{35}, C_{43}, C_{44}	100	pF	± 20%	— 400/1200V;
50. C_{39}, C_{48}	22	nF	± 20%	— 250/750 V;
51. C_{47}	22	nF	± 20%	— 400/1200V;
52. C_{49}, C_{56}, C_{62}	2 200	pF	± 20%	— 630/2000V;
53. C_{57}, C_{58}	4,7	nF	± 20%	— 220 V c.a.;

Condensator styroflex :

54. C_3	3 300	pF	± 5%	— 250 V.

Condensatoare ajustabile :

55. C_6, C_7, C_{18}, C_{20}	max. 60	pF	± 10%	;
56. C_{16}, C_{25}	3—10	pF	— P 20 701.	

Condensatoare electrolitice :

57. C_{46}	5	μF	— 100 V;
58. C_{52}	100	μF	— 12/15 V;
59. C_{54}	32	μF	— 350/385 V;
60. C_{59}, C_{60}	50 + 50	μF	— 350/385 V.

Condensator variabil dublu :

61. C_8, C_{24}	2 × 500 pF
62. B_1, B_2 — Beculeţe pentru scară 6,3 V—0,3 A;	
63. S_1 — Fuzibil 2 A (pentru 110 V şi 120 V)	— P 42 620;
64. S_2 — Fuzibil 1 A (pentru 220 V)	— P 41 726;
65. Ansamblu bloc UUS	P 20 586;
66. Ansamblu RF cu claviatură	P 20 775;
67. Ansamblu trafo FI-1	P 30 976;
68. Ansamblu trafo FI-2	P 30 977;
69. Ansamblu filtru-antenă	P 42 952;
70. Ansamblu transformator-ieşire	P 31 356;
71. Ansamblu transformator-reţea	P 20 584 A;
72. Difuzoare circulare 2,5 VA	P 10 172.

NOTE TEHNICO-ECONOMICE

O NOUĂ MARE FABRICĂ DE TELEFOANE ÎN U.R.S.S.

La Pskov (nord-vestul R.S.F.S.R.) a început construirea uneia dintre cele mai mari fabrici de telefoane din U.R.S.S. care va produce anual centrale telefonice automate pentru un milion de abonați.

Principalele procese de producție vor fi concentrate într-o clădire cu suprafața de 35 000 m². Montarea centralelor telefonice se va desfășura pe 37 de benzi rulante.

NOUA POȘTĂ CENTRALĂ DIN ROTTERDAM

Noua poștă centrală din Rotterdam are 14 etaje, 104 m lungime, 36 m lățime și 58 m înălțime.

Toate operațiile de primire, sortare și distribuție a celor 400 milioane trimiteri poștale anuale sînt mecanizate prin sistemul gravitațional. Piesele sînt ridicate cu elevatoare la etajul 14, de unde, cu ajutorul celor 270 de benzi rulante, cu o lungime totală de 2 700 m, și al celor 100 m de tobogane, sînt sortate și distribuite în încăperile respective.

Funcționarea corectă a instalațiilor este asigurată de dispozitive de siguranță și semnalizare. Supravegherea tuturor instalațiilor se face din camera de control, cu ajutorul a 30 de camere videocaptoare, instalate în punctele cele mai dificile.

TELEVIZORUL CEH „LOTOS"

Televizorul „Lotos" are circuite imprimate, tub cu $\varnothing = 53$ cm și dispozitiv de telecomandă. Intrarea lui este simetrică pe cascadă, iar sensibilitatea este foarte bună. S-au luat măsuri de reducere a radiației oscilatorului local și de medie frecvență. Mixajul se realizează pe pentodă. Un comutator de material plastic permite sublinierea „reliefului".

Demodulările distincte pentru sunet și imagine îmbunătățesc protecția reciprocă. Montajul părții de sincronizare este o realizare originală. Dimensiunile cîmpului sînt stabilizate automat. Controlul automat de volum este introdus pe un etaj de medie frecvență.

Partea de sunet este prevăzută cu limitator, detector de raport, registru pentru reglajul sunetelor joase și înalte, precum și cu două difuzoare.

O NOUĂ STAȚIE DE TELEVIZIUNE ÎN CHINA

După cum comunică Agenția Sinhua, în importantul centru industrial Cianciun, situat în partea de nord-est a R. P. Chineze, a fost construită cea de-a cincea stație de televiziune. Ca urmare, fabrica de aparate de radio din Cian-ciun a început fabricarea televizoarelor necesare populației.

REFERATE

SINNREICH, H. și ALBEANU, D. **Reacția negativă în amplificatoare telefonice cu tranzistoare.** În: Elektrosveazi, nr. 11, 1961, p. 53—63, 12 fig., 7 ref. bibl.

Pentru tranzistoarele de înaltă frecvență, care asigură o amplificare suficientă, abaterile parametrilor de la un exemplar la altul, în cazul semnalelor mici, se pot încadra în limite admisibile dacă se utilizează reacția negativă.

În amplificatoarele aperiodice se utilizează aproape exclusiv montajul cu emiterul comun; în acest caz, impedanța de ieșire are o valoare mult mai mare față de alte montaje, și tranzistorul poate fi considerat ca un generator de curent. Comportarea tranzistorului poate fi determinată în cazul semnalelor mici cu ajutorul a doi parametri, dintre care unul — factorul de amplificare de curent — depinde de exemplarul considerat, iar al doilea — panta caracteristicilor — depinde aproape exclusiv de condițiile de lucru.

Din analiza diferitelor scheme de reacție rezultă că schema mixtă serie-derivație cu rezistență prezintă multiple avantaje; totuși, din cauza reflexiilor care apar la intrare și la ieșire, se produce o scădere apreciabilă a amplificării de putere. Acest neajuns este înlăturat prin folosirea schemelor în punte, și anume: a sistemelor diferențiale cu trasformatoare în cazul amplificatoarelor cu un singur etaj și a schemelor în punte cu rezistență în cazul amplificatoarelor de înaltă frecvență cu mai multe etaje.

Verificarea experimentală, efectuată asupra unui tranzistor de tipul P13 pentru primul caz și a unui tranzistor de tipul P403 pentru al doilea caz, a confirmat în mod satisfăcător concluziile cercetărilor teoretice.

MOVȘOVICI, M. E. **Coeficientul stabil maxim de amplificare al amplificatorului-cascodă.** În: Radiotehnika, **16**, nr. 9, 1961, p. 19—23, 5 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

Se analizează schema echivalentă și parametrii y ai cuadripolului rezultant activ al amplificatorului-cascodă și se propune o nouă schemă de reprezentare a acestuia.

O dată stabiliți parametrii y ai cuadripolului echivalent, se poate determina relativ simplu coeficientul de amplificare stabil maxim și frecvența-limită sub care aplicarea amplificatorului-cascodă nu este rațională. Pentru aceasta se compară coeficientul de amplificare stabil maxim al amplificatorului-cascodă cu cel al unui amplificator clasic cu două etaje folosind același tub și se tratează curba variației raportului celor doi coeficienți în funcție de frecvență.

Metoda propusă pentru analiza amplificatorului-cascodă se poate extinde și la frecvențe mai mari decît 50 MHz, cu condiția de a se folosi schema echivalentă completată a tubului și parametrii y corespunzători.

MÜLLER, R. **Amplificatoare moleculare pentru frecvențe optice.** În: Nachrichtentechnische Zeitschrift, **14**, nr. 12, 1961, p. 585—589, 9 diagr., 16 ref. bibl.

De circa un an a devenit posibil să se amplifice unde electromagnetice a căror frecvență se află în zona infraroșie și în zona vizibilă a spectrului.

Amplificatoarele de acest gen utilizează trecerile cuantice ale atomilor sau moleculelor care cedează energia lor în urma alimentării de către o undă incidentă, și nu prin emisia spontană. Acest principiu de amplificare este folosit la maserele pentru microundă și a fost extins în domeniul frecvențelor ultraînalte pentru producerea radiațiilor coerente de mare intensitate.

Se lămurește principiul de funcționare a acestui generator de oscilații și se descriu cîteva forme de execuție cunoscute, indicîndu-se cîteva posibilități de aplicare.

KENDERESSY, M. **Circulatoare cu adaptare optimă.** În: Magyar Hiradastechnika, **12**, nr. 5, 1961, p. 187—192, 1 fig., 5 diagr., 2 ref. bibl.

Proiectarea și construirea unui cuplor directiv (circulator) s-a impus ca urmare a necesității de a se putea măsura puterea transmisă către antenă în timpul funcționării normale a unei instalații pentru microundă. Măsurarea puterii în această bandă de frecvență se face în mod obișnuit prin metode termice, dar aceste metode, de regulă, absorb toată puterea, din care cauză nu se pot aplica în timpul funcționării normale.

RODIONOV, Ia. S. şi GUBENKO, V. S. **Cu privire la posibilitatea prognozei numerice a stării ionosferei.** În: Elektrosveazi (U.R.S.S.), nr. 12, 1961, decembrie, p. 64—66, 3 fig. 2 tab., 4 ref. bibl.

În momentul de faţă, prognoza de scurtă durată a stării ionosferei se face prin metode calitative. Una dintre ele — extrapolarea statistică — nu a dat rezultate sigure pentru o prognoză a stării ionosferei pe mai multe zile, totuşi este posibilă utilizarea ei pentru prognoza de scurtă durată a valorii frecvenţelor critice ale unor straturi. Dificultăţile care stau în calea extrapolării statistice constau în faptul că variaţia densităţii de ionizare nu a fost studiată ca un proces întîmplător, precum şi în caracterul nestaţionar al acestui proces.

Pentru extrapolarea densităţii de ionizare, s-a utilizat un operator liniar simplu, care exprimă valoarea preliminată a abaterii densităţii de ionizare $Ny\ (ty)$ sub forma unei sume a valorilor abaterilor observate în momentele anterioare $N\ (tk)$. Drept criteriu al eficacităţii prognozei, se ia raportul dintre abaterea medie pătratică a valorilor preliminate ale densităţii de ionizare şi abaterea medie pătratică lunară a densităţii de ionizare.

Acest criteriu permite să se aprecieze, într-o primă aproximaţie, precizia necesară pentru prognoza de scurtă durată în diferite probleme de radiocomunicaţii. Pentru a ţine seamă de caracterul nestaţionar al procesului, s-a calculat cîte un operator pentru fiecare oră din zi.

Calculele efectuate cu o maşină electronică pentru lunile iunie şi decembrie ale anilor 1948, 1950 şi 1953 au demonstrat că metoda extrapolării poate da rezultate pozitive şi că valoarea lui a_{med} nu este influenţată în mod evident de numărul petelor solare.

MAGNE, P. **Transmisiunile spaţiale la foarte mare distanţă.** În: Revue générale d'Eléctronique (Franţa), nr. 179, 1961, octombrie, p. 14—23, 10 fig. 11 tab., 5 diagr., 10 ref. bibl.

Se anlizează pe scurt propagarea undelor hertziene la distanţe interplanetare. Pentru aceste transmisiuni se folosesc lungimi de undă din ce în ce mai scurte, ceea ce le dă caracterul de unde luminoase.

Studiul este condus analog cu cel al propagării undelor luminoase. Se recurge şi la noţiunea de corp negru, în sens radioelectric un corp perfect absorbant. Se foloseşte expresia puterii radiate de spectrul benzii de frecvenţe utilizate, cum şi energia disipată în canalul de transmisiune al undelor electromagnetice; energia transformată sub forma acestor unde se transformă în parte în căldură. Se analizează atît mărimea şi calităţile sursei, cît şi cele ale receptorului; de asemenea, şi sursele de zgomot ale canalului şi receptorului. Se ajunge la concluzia că trebuie să se folosească surse cu cîştiguri foarte mari, amplificatoare cu zgomot propriu foarte mic, de exmplu masere.

Distanţa maximă a transmisiunii este de circa 4 miliarde km (distanţa Pămînt-Pluton este de 6 miliarde km).

KAHN, L. R. **Un sistem compatibil de radiocomunicaţii cu bandă laterală mică.** În: Proceedings of the I.R.E. (S.U.A.) **49**, nr. 10, 1961, octombrie, p. 1503—1527, 28 fig., 2 tab., 1 diagr., 24 ref. bibl.

Se descrie un sistem de radiocomunicaţii compatibil cu sistemul obişnuit folosind modulaţia de amplitudine, în sensul că nu necesită receptoare de construcţie specială.

Datorită faptului că, în acest sistem, numai componentele de joasă frecvenţă ale vorbirii şi muzicii au amplitudine suficient de mare pentru a produce componente laterale de ordinul doi, banda de frecvenţe ocupată este aproximativ jumătate din banda necesară transmisiunilor obişnuite cu modulaţie de amplitudine.

Sistemul descris a fost folosit în ultimii ani în radiodifuziune şi prezintă mai multe avantaje faţă de alte sisteme, printre care o reducere însemnată a interferenţelor cu canalele adiacente. Se discută şi se evaluează distorsiunile care apar datorită faptului că la recepţie nu se folosesc dispozitive speciale de detecţie. Se descriu instalaţii pentru adaptarea emiţătoarelor actuale la acest sistem.

CURTIS, E. H. **Canale interstiţiale pentru sistemul** *TD*-2. În: Bell Laboratories Record (S.U.A.), **39**, nr. 11, 1961, noiembrie, p. 403—406, 2 fig., 1 diagr.

Sistemul *TD*-2 funcţionează în banda de 4 GHz, iar frecvenţele canalelor normale sînt astfel asignate, încît să asigure o separaţie de 20 MHZ între canalele adiacente. Sistemul actual cu şase canale foloseşte, pentru transmisiunea într-un sens, o singură antenă, iar pentru recepţia din sens contrar, o a doua antenă.

Recent s-a găsit o metodă de introducere a canalelor interstiţiale în spaţiile dintre canalele normale, dublîndu-se astfel capacitatea sistemului *TD*-2. Pentru a realiza acest lucru, s-a redus distanţa dintre frecvenţele purtătoare, de la 40 MHz la numai 20 MHz. Folosindu-se antene cu reflector în formă de pîlnie, se asigură posibilitatea funcţionării simultane a canalelor normale şi interstiţiale pe aceeaşi rută, şase dintre canale fiind transmise cu polarizare verticală, iar celelalte şase — cu polarizare orizontală. O reţea discriminatoare de polarizare la antenele de recepţie separă aceste două grupuri de canale, asigurîndu-se astfel o protecţie satisfăcătoare a canalelor.

FIODOROV, A. M. şi KOTOV, V. S. **Oscilograf de bandă largă cu un singur cuarţ.** În: Radiotehnika (U.R.S.S.), **16**, nr. 12, 1961, decembrie, p. 49—57, 7 fig., 6 ref. bibl.

Se descrie principiul de construcţie al unui oscilator cu ajutorul căruia se poate realiza o acoperire uşoară a unei benzi largi de frecvenţe de succesiune a impulsurilor de înaltă stabilitate.

Oscilatorul este format dintr-un oscilator-pilot cu frecvenţa stabilizată prin cuarţ şi dintr-un grup de divizoare binare de frecvenţă, acţionat de impulsurile generate de oscilatorul-pilot.

Se dă un exemplu de calcul şi rezultatele verificării experimentale. Se arată că este posibil să se mărească stabilitatea frecvenţei prin utilizarea cuarţurilor cu coeficienţi mici de temperatură.

SCHÜTZ, D. **Receptor superheterodină pentru unde metrice cu distorsiuni reduse, cu acord automat fin.** În: Funkschau (R.F.G.), **33**, nr. 22, noiembrie, 1961, p. 569—572, 4 fig., 1 diagr.

Se descrie un receptor pentru unde metrice de calitate superioară, destinat a conlucra cu o instalaţie de înaltă fidelitate (*Hi-Fi*). Receptorul are circuite special studiate pentru a avea distorsiuni armonice cît mai reduse.

După ce se arată principalele cauze ale distorsiunilor armonice la receptoarele cu modulaţie de frecvenţă, se arată dispozitivele şi unele circute din receptorul prezentat. Deviaţia de frecvenţă este limitată printr-un circuit de corecţie a frecvenţei oscilatorului-heterodină. S-a prevăzut un acord automat fin al frecvenţei oscilatorului, în vederea menţinerii fixe a frecvenţei intermediare, precum şi un circuit de blocare a zgomotului la acordul receptorului.

Receptorul este prevăzut cu un detector de raport.

Circuitele cu intrare şi de frecvenţă intermediare sînt realizate cu grijă.

HAZANOV, G. L. **Sinteza amplificatoarelor selective cu reacţie negativă.** În: Elektrosveazi (U.R.S.S.), nr. 12, decembrie, 1961, p. 36—40, 1 fig., 4 ref. bibl.

Utilizarea metodelor de sinteză a filtrelor active *RC* cu amplificatoare cu reacţie negativă selectivă permite realizarea unor scheme mult mai complexe şi evită legăturile în cas-

ROIZEN, J. **Înregistratorul de bandă video.** În : Wire and Radio Comunications (S.U.A.), **79**, nr. 10, octombrie, 1961, p. 12—16, 6 fig.

Realizarea înregistratorului de bandă video, care permite înregistrarea pe bandă magnetică a programelor de televiziune, a revoluționat difuzarea sistemului de înregistrare a semnalelor video.

Se descriu etapele realizării sistemului de înregistrare a semnalelor video, insistîndu-se asupra celor două inovații ce au făcut posibilă înregistrarea semnalelor de televiziune pe bandă magnetică.

Se descrie modul de realizare și de funcționare a înregistratorului de bandă video cu ajutorul schemelor-bloc, care cuprinde echipamentul de înregistrare și de redare, precum și sistemele de servocontrol care asigură mișcarea cu viteză constantă a capetelor magnetice și a benzii video.

VLACH, J. **Amplificatoare de frecvență intermediară în televizoare cu circuite-dop compensate cu rezistențe.** În : Slaboproudy Obzor (R. S. Cehoslovacă), **22**, nr. 10, octombrie, 1961, p. 596—602, 10 fig., 6 diagr., 7 ref. bibl.

Cu ajutorul filtrelor de frecvență intermediară cu cuplaj rezistiv, prevăzute cu circuite-dop (antirezonante), se pot realiza circuite pentru suprimarea expresă a unor anumite frecvențe. Aceste filtre au o aplicație deosebită în amplificatoarele de frecvență intermediară a televizoarelor pentru recepția imaginii în culori.

Prin suprimarea uneia dintre benzile laterale, se obține o influențare foarte puțin însemnată a caracteristicii de întîrziere de grup și, ca urmare, acest amplificator este convenabil pentru obținerea unei imagini de bună calitate.

Suprimarea realizată prin aceste filtre ajunge pînă la 50 dB, pe cînd circuitele folosite curent nu oferă decît 20—26 dB.

FILO, J. **Distorsiunea semnalelor video și audio, cauzată de caracteristica amplificatorului de frecvență intermediară necorespunzătoare în jurul frecvenței purtătoare audio.** În : Slaboproudy Obzor (R. S. Cehoslovacă), **22**, nr. 11 1961, p. 693—698, 6 diagr., 9 ref. bibl.

Se prezintă curbe care scot în evidență rolul important al caracteristicii amplificatorului de frecvență intermediară a semnalului video și influența puternică a circuitului-dop acordat pe frecvența purtătoare a semnalului audio.

Datorită faptului că frecvența purtătoare a semnalului audio se află pe flancurile cu pantă mare a caracteristicii amplificatorului de frecvență intermediară, se produce distorsiunea atît a semnalului video, cît și a celui audio. Luîndu-se în considerație aceste influențe dăunătoare și îmbunătățindu-se corespunzător caracteristica de transmisiune a amplificatorului, se elimină una dintre cauzele interne ale distorsionării imaginii în televizor.

RECENZII

JOHANNES RUDORF : **Construcția liniilor de telecomunicații** (Fernmeldebau), Berlin, VEB Verlag Technik, 1961, 411, pag., 437 fig., 19 ref. bibl.

Lucrarea reprezintă ediția a 3-a, prelucrată și dezvoltată, a Instrucțiunilor de construcție a liniilor de telecomunicații, pentru uzul tehnicienilor și inginerilor P.T.T În cele opt capitole sînt tratate toate problemele practice în legătură cu construcția liniilor și rețelelor de telecomunicații, completate cu numeroase figuri și tabele cu date tehnice.

În capitolul 1 se definește obiectul lucrării, se dau noțiuni generale privitoare la lucrările preliminare construcției și se definesc termenii utilizați în lucrare.

Capitolul 2 se ocupă de aspectele legale ale teleconstrucției, dînd un scurt rezumat al principalelor legi și regulamente privitoare la construcția, întreținerea și exploatarea liniilor de telecomunicații.

În capitolul 3 se prezintă structura rețelelor de telecomunicații și clasificarea liniilor. Conform normelor germane, echivalentul de referință pentru o legătură între două posturi telefonice oarecare nu trebuie să depășească 4,25 N. Legătura interurbană propriu-zisă între oficiile locale nu trebuie să aibă mai mult de 2,2 N. Pe baza acestor valori ale echivalentului de referință și ale repartizării lor pe categorii de linii, se stabilesc tipurile de conductoare corespunzătoare diferitelor clase de rețele.

Capitolul 4 se ocupă de construcția liniilor aeriene. Se descriu diferitele tipuri de stîlpi și se dau date tehnice privitoare la rezistența mecanică și la gabaritele diferitelor elemente ale liniei.

Se prezintă schemele de transpunere utilizate în R.D.G. și procedeele de realizare a acestor transpuneri. Un loc important îl ocupă liniile aeriene pe acoperișuri și liniile de cablu aerian.

În capitolul 5 se descriu lucrările de instalare a cablurilor subterane, în săpătură și în canalizație. Se dau indicații practice privitoare la jonctionarea cablurilor, cu izolație de hîrtie și cu izolație de stiroflex. De asemenea, se descriu lucrările de instalare a bobinelor de pupinizare, a capetelor de cablu, precum și operațiile de echilibrare (simetrizare) electrică a circuitelor din cablu.

Capitolul 6 se ocupă cu lucrările de introducere a liniilor în oficii, iar capitolul 7— cu executarea prizelor de pămînt. În capitolul 8 sînt expuse metodele folosite pentru evidența (pasportizarea) liniilor de telecomunicații și a instalațiilor anexe.

Lucrarea conține un bogat material de date practice și experimentale, prezentate sub formă de tabele și scheme ușor de consultat, precum și numeroase indicații și observații tehnice, rezultate dintr-o vastă experiență în construcția liniilor de telecomunicații.

Deși unele tipuri de materiale și unele metode de construcții nu corespund celor existente în țara noastră, în general datele și informațiile prezentate în lucrare pot fi de un real folos constructorilor de linii de telecomunicații.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883 DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 631.316.5

V. M. Căluneanu : **Новые схемы цепей переключения с магнитными сердечниками.**

Представлена схема динамической двухстабильной пусковой цепи, схема исчислительной многоуправляемой пусковой цепи, схема пусковой цепи исчисления мощности и схема делителя частоты $1:n$. Исчислительная многоуправляемая цепь обеспечивает пуск и блокировку части динамической пусковой цепи без оказания влияния на блокировочную часть исчислительной пусковой цепи. Пусковая цепь исчисления мощности использует 4 магнитных сердечника и обеспечивает выходные сигналы с двойной амплитудой в сравнении с обычной исчислительной пусковой цепью. Схема делителя частоты основана на работе контура „НИЧИ" (с отрицательной обратной связью) и имеет некоторые преимущества в сравнении с делителем с кольцевой схемой (с положительной обратной связью).

Telecomunicaţii, **6** (1962) № 5, стр. 193–198

ДК 621.395.65

P. Postelnicu : **Компаундоры для телефонных цепей.**

Анализируется работа компаундора для телефонных цепей , уменьшение шума во время переговоров и даются нормы на основные технические характеристики.

Telecomunicaţii, **6** (1962) № 5, стр. 199–206

ОХРАНА ТРУДА

ДК 621.394.72 : 621.395.72 : 534.863

C. Mihail : **Акустические мероприятия на междугородних телефонных станциях и залах с телеграфными аппаратами; абсорбирующие материалы, которые могут быть использованы для этих целей.**

Вкратце излагается необходимость и значение борьбы с шумом в рабочих залах наиболее важных телефонных и телеграфных станций, указывая методы и материалы, применимые для акустической изоляции.

Telecomunicaţii, **6** (1962) № 5, стр. 206–209

В ПОМОЩЬ МОЛОДЫМ КАДРАМ

ДК 621.395.72 : 621.385.8

N. Necula, R. Zamfirescu и *E. Ceangă* : **Электронные телефонные станции.**

В статье дан синтез основных типов электронных телефонных станций, построенных в последнее время. Описываются контуры различной аппаратуры двух отдельных электронных станций.

Telecomunicaţii, **6** (1962) № 5, стр. 210–219

НОВЫЕ РУМЫНСКИЕ РАДИОПРИЕМНИКИ

ДК 621.396.62(R)

E. Mihăilescu : **Радиоприемники „Кармен-2", „Томис", „Даркле" и „Оризонт".**

Telecomunicaţii, **6** (1962) № 5, стр. 220–226

ИЗОБРЕТЕНИЯ И НОВАТОРСТВО, 227
ХРОНИКА, 228–230
ТЕХНИКО-ЭКОМОМИЧЕСКИЕ ЗАМЕТКИ, 231
РЕФЕРАТЫ, 231–237
РЕЦЕНЗИИ, 237

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.316.5

V. M. Căluneanu : **Neue Schaltungen für Schaltkreise mit Magnetkernen**

Der Aufsatz enthält die Beschreibung einer Schaltung für einen dynamischen bistabilen Trigger, eines Zähl-Triggers mit vielseitiger Steuerung, eines Zähl-Leistungstriggers und eines: $1:n$-Frequenzteilers. Der Zähl-Trigger mit vielseitiger Steuerung gewährleistet die Einschaltung und Blockierung des dynamischen Triggerteils. Der Leistungs-Zähltrigger verwendet vier Magnetkerne und sichert Ausgangssignale mit einer doppelten Verstärkung im Vergleich zum gewöhnlichen Zähl-Trigger. Die Schaltung des Frequenzteilers fusst auf der Arbeitsweise des NICI-Kreises (mit negativer Reaktion) und weist gewisse Vorteile gegenüber dem Frequenzteiler mit Ringschaltung (mit positiver Reaktion) auf.

Telecomunicaţii, **6**, H. 5, 1962, S. 193–198

DK 621.395.65

P. Postelnicu : **Compander für Fernsprechkreise.**

Der Verfasser analysiert die Arbeitsweise des Companders für Fernsprechkreise, die Verminderung des Rauschens im Leiter während des Gesprächs und gibt Normen für die wichtigsten technischen Kenndaten an.

Telecomunicaţii, **6**, H. 5, 1962, S. 199–206

ARBEITSSCHUTZ

DK.621.394.72 : 621.395.72 : 534.863

C. Mihail : **Die akustische Behandlung in interurbanen Fernsprechämte und Sälen mit Fernschreibapparaten, Schalldampfende Stoffe, die hierzu verwendet werden können.**

Es wird kurz die Notwendigkeit und Wichtigkeit der Lärmbekämpfung in den Arbeiträumen der grossen Fernsprech- und Fernschreibzentralen dargelegt und kurz die Verfahren und Stoffe angeführt, die bei der akustischen Behandlung verwendet werden können.

Telecomunicaţii, **6**, H. 5, 1962, S. 206–209

FÜR DEN KADERNACHWUCHS

DK 621,395.72 : 621.385.8

N. Necula, R. Zamfirescu und *E. Ceangă* : **Elektronische Fernsprechzentralen.**

Der Aufsatz enthält eine Synthese der wichtigsten in letter Zeit gebauten elektronischen Fernsprechzentralen. Es werden die Schaltungen verschiedener Ausrüstungen aus zwei verschiedenen Systemen von elektronischen Fernsprechzentralen beschrieben.

Telecomunicaţii, **6**, H. 5, 1962, S. 210–219

NEUE RUMÄNISCHE RUNDFUNKEMPFÄNGER

DK 621. 396,62 (R)

E. Mihăilescu : **Die Rundfunkempfänger „Carmen-2", „Tomis", „Darelée" und „Orizont".**

Telecomunicaţii, **6**, H. 5, 1962, S. 220–226

ERFINDUNGEN UND NEUERUNGEN, 227
CHRONIK, 228–230
TECHNISCH-WIRTSCHAFTLICHE NOTIZEN, 231
REFERATE, 231–237
BUCHBESPRECHUNGEN, 237

INSTRUMENT PENTRU MĂSURAREA ATENUĂRII PRIN COMPENSARE

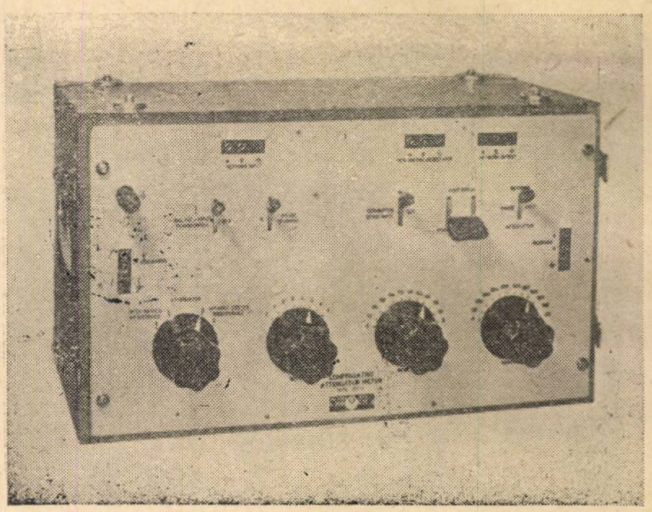
tipul ORION-KTS (1727/S) TT-4201

Instrumentul de tip KTS 1727/S este folosit pentru determinarea atenuării cuadripolilor simetrici și în special pentru cabluri și linii aeriene. El are următoarele caracteristici:

Scara de măsură:	0—11,2 N;
Banda de frecvență:	0.3—300 kHz;
Precizie de măsurare:	± 0,05 N;
Puterea maximă dată de oscilator:	max. 1 W.

Cînd este folosit ca atenuator artificial variabil sau în metoda de comparație are caracteristicile:

Banda de frecvență:	0,3—600 kHz;
Greutatea:	circa 19 kg.



Exportă:

METRIMPEX

SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERȚ EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poștală: Budapesta 62 ● B.P. 202 ● Republica Populară Ungară

Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

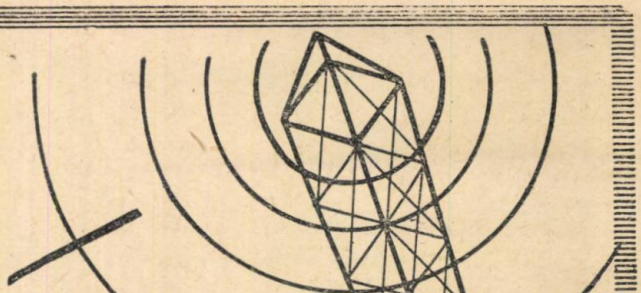
FOR ADVERTISEMENTS IN RUMANIAN PERIODICALS APPLY TO

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22 — TEL.: 14.75.35



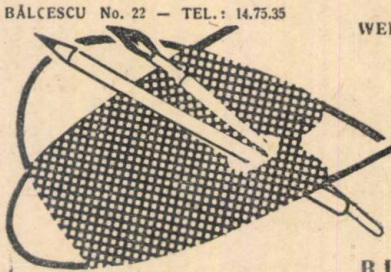
WERBEN SIE IN DER RUMÄNISCHEN FACHPRESSE DURCH

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

BUKAREST, RUMANIEN — B-DUL N. BĂLCESCU 22 — FERNRUF: 14.75.35



FAITES VOTRE PUBLICITÉ DANS LA PRESSE ROUMAINE DE SPÉCIALITÉ EN VOUS ADRESSANT À

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITE

BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCO No. 22 — TEL. 14.75.35

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.394 :621.314.7

Е. Барбу, Н. Некула: **Изучение транзисторного осцилятора для телеграфных систем несущих токов.**

В статье рассматривается оригинальная схема транзисторного осцилятора, причем дается ее расчет и приводятся полученные экспериментальные результаты.

Telecomunicaţii. **6**, № 6, 1962, стр. 241–247

ДК 621.396.11

К. Шербу: **Результаты и заключения относительно измерений отражательного коэффициента ионосферных волн, проведенных во время солнечного затмения 15 февраля 1961 г.**

Описываются следующие измерения, проведенные для установления изменения отражательного коэффициента и ионосферном слое *D* в области средних и длинных волн, во время полного солнечного затмения 15 февраля 1961 г. На основании проведенных измерений выводятся заключения относительно явлений ионизации и рекомбнинирования в нисших слоях ионосферы под действием солнечных лучей.

Работа была составлена после проведения измерений организованных в рамках сотрудничества ряда стран, причем со стороны Румынии принял участие Бухарестский Политехнический институт.

Telecomunicaţii. **6**, № 6, 1962, стр. 247–256

ДК 621.396.1

Д. Райку: **Максимальная передача мощности посредством избирательных передаточных линий с потерямн.**

Показывается, что в случае колда между генератором и нагрузкой вклинивается избирательная передаточная линия с потерями, применение импеданса не представляет оптимальную ситуацию с точки зрения передачи мощности от генератора к нагрузке. Для нескольких частных случаев устанавливается методика проектирования максимальной передачи мощности в условиях заданных спецификаций.

Telecomunicaţii, **6** (1962) № 6, стр. 257–262

ДК 621.396.62 :621.314.7

К. Попеску: **Тепловая компенсация транзисторных схем.**

Проводится качественный и количественный анализ эффектов, связанных с влиянием температурных колебаний на монтаж схем с транзисторами. Далее выдвигается вопрос компенсации этих эффектов, причем отмечаются практические методы и даются указания по их расчету. Подробно обсуждается вопрос компенсации с термисторами с отрицательным температурным коэффициентом.

Telecomunicaţii. **6**, № 6, 1962, стр. 263–272

НОВЫЕ РУМЫНСКИЕ РАДИОПРИЕМНИКИ

ДК 621.396.62.

Е. Михэйлеску: **Радиоприемник S625A „Селект“**

Telecomunicaţii, **6**, № 6, 1962, стр. 273–275

ЗАМЕТКИ, 275–276
ХРОНИКА, 277–278
ТЕХНИКО–ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ЗАМЕТКИ, 279–280
РЕФЕРАТЫ, 281–284
РЕЦЕНЗИИ, 284–285
АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ, 286

INHALTSVERZEICHNIS

D.K. 621.394 :621.314.7

E. Barbu, N. Necula: **Oszilator mit Tranzistoren für Trägerfrequenz Telegraphiesistheme.**

Es wird eine originelle Schaltung hinsichtlich der Berechnung und der experimentellen Resultate beschrieben.

Telecomunicaţii, **6**, H. 6, 1962, S. 241–247

D.K. 621.396.11

C. Şerbu: **Schlussfolgerungen hinsichtlich des Reflexionskoeffizienten der Ionosphäre, auf Grund der Messungen während der Sonnenfinsternis vom 15 Februar 1961.**

Es werden die zur Erfahrung des Reflexionskoeffizienten der *D*-Schichte, im Mittel- und Langwellenbereich, nötigen Messungen werden Schlussfolgerungen, hinsichtlich der Ionisierung in den unteren Schichte der Ionosphäre unter dem Einfluss der Sonnenstrahlen, gezogen.

Die Arbeit beruht auf Messungen, die in Zusammenarbeit mit mehreren Ländern durchgeführt wurden. Von rumänischer Seite aus, nahm das Politechnische Institut Bukarest Teil.

Telecomunicaţii, 6, H. 6, 1962, S. 247–256

DK 621.395 : 621.372.2

D, Ricu: **Maximale Kraftübertragung durch selektiven Kreis mit Stromverluste.**

Für den Fall, dass zwischen Generator und Leistung ein selektiver Kreis mit Stromverluste eingeschaltet wird, wird darauf hingewiesen dass die Impedanzadaption vom Standpunkt der Kraftübertragung vom Generator zur Leistung nicht die optimalste Lösung darstellt. Für einige Sonderfälle wird das Projektierungsverfahren für die maximale Kraftübertragung unter den gegebenen Bedingungen festgelegt.

Telecomunicaţii, 6, H. 6, 1962 S. 257–262

D. K. 621.396.62 :621.314.7

C. Popescu: **Thermische Kompensation von Transistorschaltungen.**

Der Verfasser untersucht sowohl qualitativ als auch quantitativ den Einfluss von Temperaturschwankungen in Transistorschaltungen. Weiter werden praktische Methoden für Kompensierung und Dimensionierungeshinweise gegeben. Vielseitig wird die Kompensierung mit Hilfe von Thermistoren mit negativen Temperaturkoeffizienten behandelt.

Telecomunicaţii, **6** H. 6, 1962. S. 263–272

NEUE RUMÄNISCHE RUNDFUNKEMPFANGER

D.K. 621.396.62

E. Mihăilescu: **Der Rundfunkempfänger S625A „Selekt“.**

Telecomunicaţii, **6**, H. 6, 1962, S. 273–275

NOTIZEN, 275–276
TECHNISCH-WIRTSCHAFTLICHE NOTIZEN, 277–278
CHRONIK, 279–280
REFERATEN, 281–284
BUCHBESPRECHUNGEN, 284–285
ALFABETISCHER INDEX, 286

Pentru acești cuadripoli pot fi scrise următoarele relații :

$$\left.\begin{aligned} I'_1 &= Y'_{11}\,U_1 + Y'_{12}\,U_2 \\ I'_2 &= Y'_{21}\,U_1 + Y'_{22}\,U_2 \end{aligned}\right\}, \tag{15}$$

$$\left.\begin{aligned} I''_1 &= Y''_{11}\,U_1 + Y''_{12}\,U_2 \\ I''_2 &= Y''_{21}\,U_1 + Y''_{22}\,U_2 \end{aligned}\right\}, \tag{16}$$

unde :

$$\left.\begin{aligned} I'_1 + I''_1 &= 0 \\ I'_2 + I''_2 &= 0 \end{aligned}\right\}. \tag{17}$$

Înlocuind pe (15) și (16) în (17), obținem :

$$\left.\begin{aligned} (Y'_{11} + Y''_{11})\,U_1 + (Y'_{12} + Y''_{12})\,U_2 &= 0 \\ (Y'_{21} + Y''_{21})\,U_1 + (Y'_{22} + Y''_{22})\,U_2 &= 0 \end{aligned}\right\}. \tag{17'}$$

Prima relație, fiind obținută din suma curenților la intrare, corespunde sensului de transmisie de la ieșire spre intrare (pentru că indică curenții obținuți la bornele $1 - 1'$ prin aplicarea tensiunii U_2), adică circuitului de reacție, și deci în această relație $U_1/U_2 = \beta$. În a doua relație $U_1/U_2 = 1/K$, deoarece aceasta corespunde sensului de transmisie de la intrare spre ieșire.

Rezultă deci :

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = -\frac{Y'_{12} + Y''_{12}}{Y'_{11} + Y''_{11}}, \tag{18}$$

$$K = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{Y'_{21} + Y''_{21}}{Y'_{22} + Y''_{22}}. \tag{19}$$

Deoarece la un tranzistor sînt cunoscuți parametrii h, este necesar să se exprime parametrii admitanță ai amplificatorului în funcție de parametrii h. Pentru aceasta se folosește formula de trecere de la matricea serie-paralel (parametrii h) la matricea admitanță :

$$\begin{bmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} \\ Y'_{21} & Y'_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{h'_{11}} \begin{bmatrix} 1 & -h'_{12} \\ h'_{21} & \Delta h' \end{bmatrix}, \tag{20}$$

de unde rezultă :

$$\left.\begin{aligned} Y'_{11} &= \frac{1}{h'_{11}}; \quad Y'_{12} = -\frac{h'_{12}}{h'_{11}}; \\ Y'_{21} &= \frac{h'_{21}}{h'_{11}}; \quad Y'_{22} = \frac{\Delta h'}{h'_{11}}. \end{aligned}\right\} \tag{20'}$$

Parametrii serie-paralel ai amplificatorului au fost notați cu h', pentru a nu fi confundați cu parametrii h ai tranzistorului considerat cuadripol (fig. 2 *a*). Diferența dintre parametrii h' și h provine de la considerarea unui sens invers pentru I'_2 (fig. 3) față de I_2 (fig. 2 *a*).

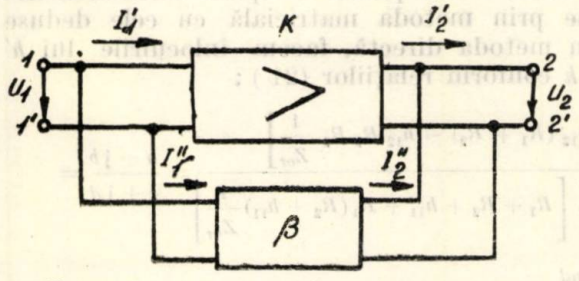


Fig. 3. Oscilatorul reprezentat sub formă de cuadripol pentru stabilirea relațiilor matriciale.

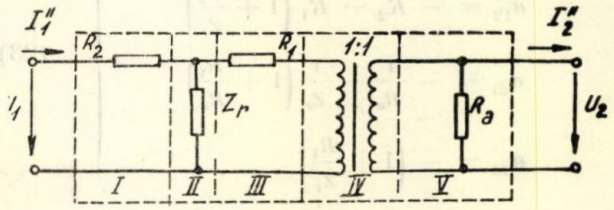


Fig. 4. Cuadripolul de reacție reprezentat sub formă de structuri simple.

Relațiile de legătură între acești parametri se deduc ușor, astfel :

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 = h'_{11}\,I'_1 + h'_{12}\,U_2, \\ &\text{unde } I'_1 = I_1; \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}\,U_2 = -I'_2, \\ &\text{unde } I'_2 = h'_{21}\,I'_1 + h'_{22}\,U_2. \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

Din aceste relații rezultă :

$$\begin{aligned} h_{11} &= h'_{11} \qquad h'_{21} = -h_{21} \\ h_{12} &= h'_{12} \qquad h'_{22} = -h_{22}. \end{aligned} \tag{21'}$$

Cuadripolul de reacție are schema simplificată (fig. 4), formată din cinci cuadripoli cu structuri simple, conectați în cascadă.

S-a neglijat efectul de șuntare produs de rezistențele R_3 și R_4 (fiind de valoare mult mai mare decît Z_i) și eventualele pierderi în transformator.

Pentru a calcula parametrii Y ai cuadripolului de reacție, se vor folosi matricele caracteristice $[A]$ ale cuadripolilor componenți. Înmulțind aceste matrice, se obține matricea caracteristică și deci parametrii a ai cuadripolului de reacție, după care parametrii Y vor fi exprimați în funcție de acești parametri a.

Deoarece transformatorul trebuie să introducă o defazare de 180°, matricea lui caracteristică va fi :

$$[A_{IV}] = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}.$$

Matricea caracteristică a cuadripolului de reacție este :

$$[A] = [A_I]\cdot[A_{II}]\cdot[A_{III}]\cdot[A_{IV}]\cdot[A_V] =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_r} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_a} & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} -\left[\frac{R_2}{R_a} + \left(1 + \frac{R_2}{Z_r}\right)\left(1 + \frac{R_1}{R_a}\right)\right] & -\left[R_2 + R_1\left(1 + \frac{R_2}{Z_r}\right)\right] \\ -\left[\frac{1}{R_a} + \frac{1}{Z_r}\left(1 + \frac{R_1}{R_a}\right)\right] & -\left(1 + \frac{R_1}{Z_r}\right) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}. \tag{22}$$

comportării stratului *D*. S-au găsit, în special, date referitoare la atenuare, care nu putea fi atribuită doar stratului *D*. Apare însă un fenomen care nu poate fi explicat pe baza observațiilor efectuate, și anume atenuarea mare, suferită în exclusivitate de undele scurte în zilele de iarnă. S-a hotărît, așadar, să se efectueze măsurători în acest domeniu, pentru a se încerca elucidarea tuturor problemelor neclare. Astfel, clarificarea problemelor privind structura și fenomenele din stratul *D* este importantă — atît în transmisiunile radio, deoarece în timpul zilei au loc cele mai mari atenuări, cît și în studiile geofizice.

Măsurătorile propuse au avut ca scop observarea fenomenelor ce au loc în domeniul undelor foarte lungi, în cazul incidenței oblice. Astfel, reflexia se produce sub domeniul de influență al stratului *E*, în regiunea ionosferei inferioare. Va interveni deci doar atenuarea ce are loc în stratul *D*. (Dacă s-ar fi lucrat în unde scurte, atenuarea în stratul *E* ar fi putut să fie de același ordin de mărime cu cea din stratul *D*, neputîndu-se face practic o separare.)

Măsurătorile efectuate în timpul eclipsei oferă alte condiții decît trecerile obișnuite de la zi la noapte și invers, deoarece în primul rînd parametrii de care depind trecerile — ca înălțimea soarelui, gradul de acoperire etc. — variază altfel și dau efecte combinate altfel în timp pe perioada unei eclipse. În acest caz, se poate spune că este vorba de un studiu oarecum în impuls față de studiile obișnuite, în regim permanent, și este justă afirmația, deoarece stratul ionizat poate fi privit ca un sistem aflat în regim cvasipermanent sub acțiunea radiațiilor ionizate date de soare, în timp ce apariția eclipsei dă naștere unui regim tranzitoriu.

Pe această bază, încă de la eclipsa de soare din 1954 — 30 iunie — care a dat zona de totalitate în nordul Europei, s-au făcut o serie de măsurători care au condus la concluzii importante. Astfel, în domeniile undelor lungi și medii, cele mai interesante rezultate au fost obținute la Observatorul din Kühlungsborn — R.D.G. După cum se arată în lucrarea lui Lauter și Sprenger [5], s-au dedus următoarele: a rezultat o creștere însemnată, de circa 40 dB, a radiației spațiale ca efect al întunericului, s-a putut înregistra mersul ionizării și recombinării în stratul *D*, deoarece — la o dispariție de scurtă durată a razelor ionizate ale soarelui — capacitatea de reflexie a stratului *E* se schimba puțin (fapt constatat la măsurători comparative în timpul nopții). Efectul eclipsei apare mult după primul contact, dispare înainte de ultimul contact și apare o întîrziere a maximului față de momentul de totalitate (contactele 2 și 3). S-au urmărit efectele pentru stații de emisie la diverse distanțe și lucrînd pe diverse frecvențe. S-au făcut unele verificări teoretice, plecînd de la premisa că stratul *D* este singurul care determină atenuarea. După unele indicații date în literatură, s-a considerat că acesta este format dintr-un strat inferior de ioni și unul superior de electroni [6], [7]. Parametrii pentru ionizare și recombinare au fost aleși în așa fel încît să dea o apropiere cît mai bună de curbele lui Chapman pentru modelul cu strat simplu [8], [9], ceea ce a fost posibil, dat fiind faptul că în cazul respectiv existau numeroase înregistrări aproape diurne ale stației Kühlungsborn ce lucrează pe frecvența de 245 kHz.

S-a observat în general că mărimea efectului eclipsei (amplitudinea maximă a undelor reflectate obținute în timpul eclipsei) este independentă de frecvență, depinzînd doar de gradul de acoperire în mod direct proporțional, așa cum se arată în figura 1 *a*.

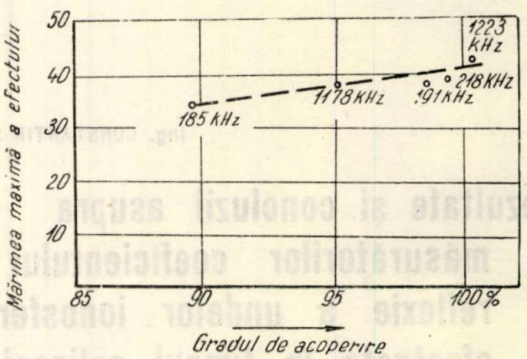


Fig. 1*a*. Variația mărimii efectului eclipsei, în funcție de gradul de acoperire.

Restrîngerea în timp a efectului eclipsei (fig. 1 *b*) crește cu distanța și în undele lungi este mai mare decît în undele medii, iar în undele

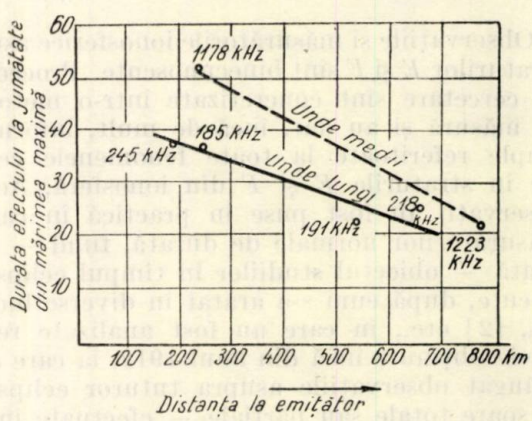


Fig. 1 *b*. Durata efectului la jumătate din mărimea maximă, în funcție de distanța la emițător.

scurte nu se observă de loc. Chiar de la primul contact apare o scădere bruscă a atenuării, fapt constatat încă din timpul eclipsei din 25 februarie 1952.

fost prevăzute cu înregistratoare prin linii, a căror hîrtie se deplasa cu o viteză de 6 cm/h.

La ieşirea aparatului de măsură de cîmp, care dădea şi o tensiune alternativă de 1 000 Hz, proporţională cu indicaţia instrumentului

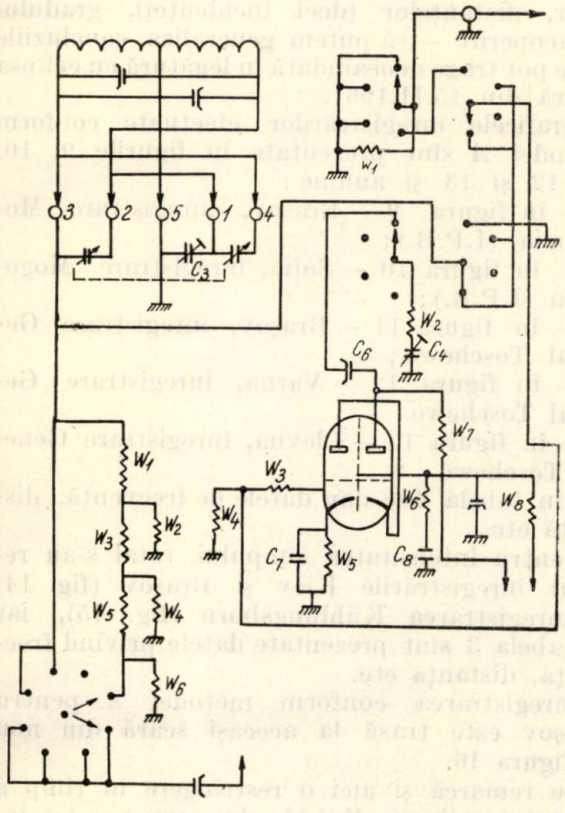


Fig. 6. Schema reală (*a*) şi schema de principiu (*b*) a cadrului şi circuitului de intrare în măsurătorul de cîmp, pentru eliminarea efectului de antenă.

(în μV/m), au mai fost prevăzute un amplificator de tensiune, un detector şi un voltmetru electronic în punte, la care era conectat înregistratorul.

Dispozitivul a fost prevăzut cu reglaj de compensare a tensiunii reziduale de 1 000 Hz, care se obţinea la ieşirea aparatului de măsură de cîmp, chiar la indicaţia nulă a instrumentului de panou pentru fiecare gamă de sensibilitate.

Schemele sînt prezentate în figurile 7 şi 8.

S-au luat măsuri de precauţie în vederea alimentării prin stabilizator de tensiune, pentru a nu interveni variaţii în indicaţiile înregistratorului.

S-a făcut o etalonare a aparatelor — în grade, μV/m şi dB — în funcţie de diviziuni, respectiv mA la înregistrator.

Etalonarea s-a făcut pentru mai multe game de sensibilitate, prin obţinerea minimului la

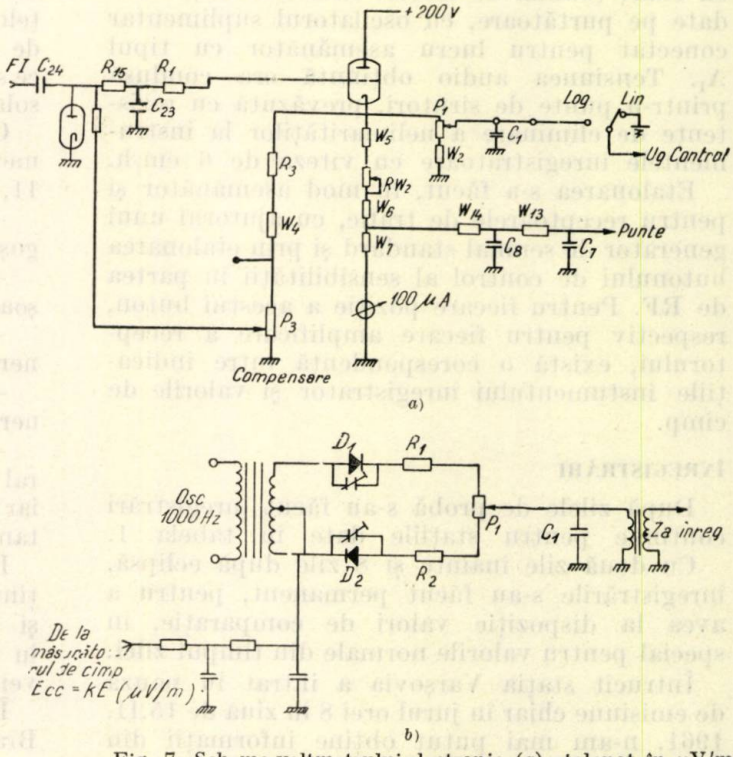


Fig. 7. Schema voltmetrului electronic (*a*) etalonat în μV/m şi a circuitului care livrează [o tensiune de 1 000 Hz proporţională cu cîmpul (*b*).

măsurător şi prin rotirea ulterioară a cadrului, în felul acesta existînd o corespondenţă uşoară între unda spaţială şi cea directă. Se poate face chiar un calcul al coeficientului de reflexie, cu condiţia de a se cunoaşte din punct de vedere geometric traseul de propagare.

Pentru măsurarea intensităţii totale a cîmpului s-au folosit receptoare de trafic, de fabri-

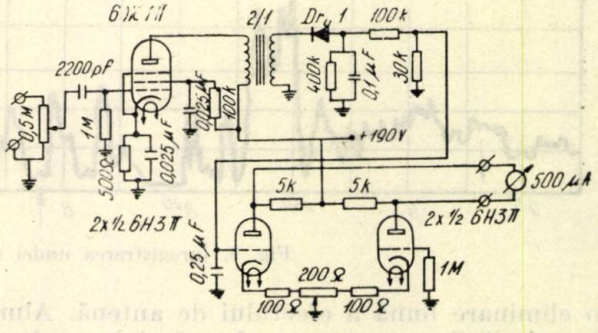


Fig. 8. Amplificatorul de ieşire, puntea de c.c. şi înregistratorul.

caţie Tesla. Antenele au fost antene verticale, una de circa 5 m cu baza la circa 20 m de la sol şi cu coborîre cu cablu coaxial pînă la receptor,

Efectul eclipsei se manifestă printr-o stagnare a variației din timpul zilei, ca urmare a compensării creșterii înălțimii soarelui și a acoperirii. După aceea urmează o creștere a

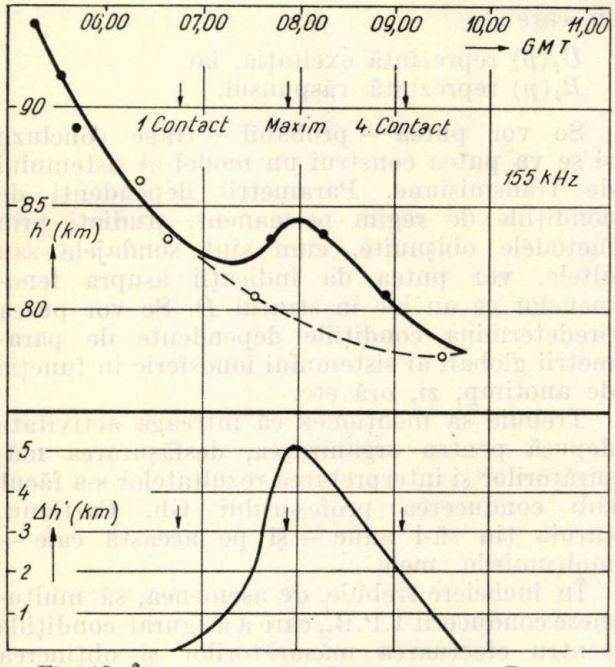


Fig. 18. Înregistrarea cîmpului total pentru Brașov și variația înălțimii stratului în timpul eclipsei.

înălțimii (deci o ionizare) și o scădere a acoperirii, ceea ce se vede bine prin interferențele din partea a doua a eclipsei (contactele 3 și 4), (fig. 14 și 15).

Apariția efectului are loc o dată cu începutul eclipsei și se termină o dată cu ea.

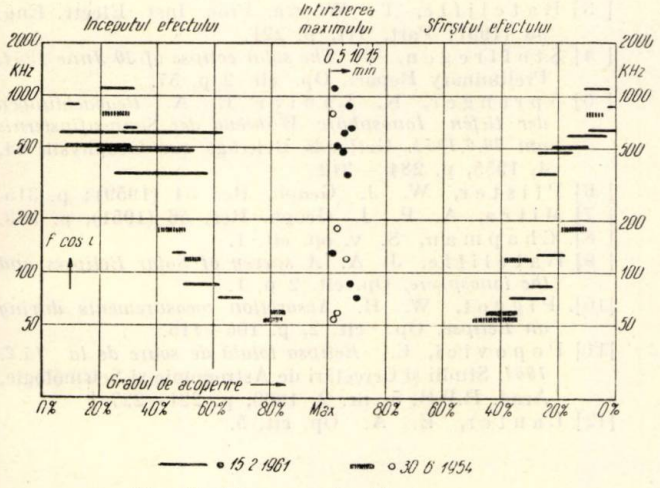


Fig. 19. Diagrama dr. Nesterov.

În cazul metodei *A*, efectul întîrzie și se termină mai de vreme, cu atît mai mult cu cît frecvența și cosinusul unghiului de incidență sînt mai mici (distanța este mai mare).

Este vorba de o trecere a nivelului de reflexie de pe stratul *D* pe stratul *E*, în timpul fazei principale, cînd stratul *D* este străpuns (fiind vorba de distanțe mici).

O reprezentare interesantă, care arată restrîngerea în timp și întîrzierea în funcție de frecvență și unghi, este dată în figura 19 și se datorește prof. dr. Nestorov din Sofia.

CONCLUZII

Din cele expuse se poate trage concluzia că regiunea *D* are o structură mai complicată. Numai în felul acesta vor putea fi explicate toate fenomenele ce au loc. Se admite, așadar, că regiunea *D* este formată dintr-un strat superior și unul inferior.

La acoperirea după primul contact, ar trebui ca atenuarea de trecere prin stratul inferior să scadă, iar atenuarea de pătrundere în cel superior să crească. Dacă ambele efecte se compensează, nu se observă nici o variație a undei spațiale sau chiar ionizarea stratului *D* superior scade într-atîta, încît avem trecerea reflexiei pe stratul *E* și nu mai rămîne decît atenuarea de trecere în ambele straturi *D*. În situația de maxim al eclipsei mai rămîne doar o mică atenuare de trecere. Restrîngerea în timp mai este dependentă de frecvență și de unghiul de incidență. Cu cît frecvența este mai mică și unghiul de incidență mai mare, cu atît străpungerea stratului *D* superior și trecerea la stratul *E* se vor face mai tîrziu, iar revenirea la reflexie pe stratul *D* mai devreme. În cazul undelor scurte, fenomenul nu este la fel, deoarece nu putem avea reflexie pe stratul *D*, și efectul eclipsei se manifestă chiar de la început, de la primul contact, doar printr-o reducere a atenuării de trecere în stratul *D*.

Pentru această structură multiplă mai pledează o serie de observații, făcute cu alte ocazii în legătură cu propagarea undelor lungi și medii.

Un model de prezentare a fenomenelor în ipoteza existenței a două straturi în regiunea *D* se confirmă a fi cea presupusă de Lauter și Sprenger [12] și se arată în figura 20.

Încă o remarcă interesantă făcută cu ocazia eclipsei din februarie 1961 o constituie faptul că, atît în privința începutului întîrziat și a încetării timpurii, cît și în privința mărimii efectului, s-au obținut date aproape identice cu cele obținute în anul 1954. Atunci însă, eclipsa a avut loc vara la o înălțime a soarelui de circa 55°, în timp ce în 1961 eclipsa a avut loc iarna și soarele a avut o înălțime de numai 20°.

Așa stînd lucrurile, ar fi trebuit ca începutul efectului eclipsei să se manifeste mai devreme, din cauza faptului că sursa de ionizare era mai slabă acum și chiar la acoperiri mai mici nivelul undei spațiale ar fi trebuit să crească, ceea ce însă nu s-a observat.

BRNO — 1962

Între 9 și 23 septembrie a. c. a avut loc la Brno cel de-al IV-lea tîrg internațional, care a constituit una dintre cele mai importante întîlniri ale oamenilor de afaceri de pe toate continentele, aducînd o contribuție importantă la întrecerea pașnică între toate țările, indiferent de orînduirea socială.

Tîrgul internațional de la Brno a oferit în acest an țărilor interesate un minunat prilej de a-și expune cele mai noi și mai interesante dintre produsele lor proprii și, în același timp, de a cunoaște produsele și gradul tehnic de dezvoltare a celorlalte țări, de a cunoaște nivelul actual al tehnicii mondiale.

Peste 50 de țări de pe întreg cuprinsul globului au prezentat produsele lor pe o suprafață clădită de peste 65 000 m² și pe o suprafață în aer liber de peste 60 ooo m².

Progresul tehnic în ramura constructoare de mașini se manifestă în fiecare an prin forme tot mai concrete. Aranjarea produselor, în cele 14 pavilioane ale Tîrgului, pe diverse specialități și alegerea riguroasă a calității produselor expuse au dovedit din plin gradul înalt al tehnicii mondiale.

Scopul principal al Tîrgului a fost de a contribui la dezvoltarea comerțului internațional, de a lărgi relațiile comerciale existente și de a dezvolta cooperarea economică și schimbul de mărfuri între diferite țări pe baza avantajelor reciproce, indiferent de sistemele economice.

Deviza principală a Tîrgului a fost „tehnica în slujba progresului și a păcii".

Dintre produsele privind ramura telecomunicațiilor au atras atenția în special exponatele prezentate de industria Republicii Socialiste Cehoslovace.

Întreprinderea cehoslovacă de comerț KOVO a prezentat o gamă variată de produse cuprinzînd: centrale telefonice, posturi emițătoare de televiziune și radiodifuziune, aparate electronice, calculatoare electronice, material folosit în tehnica radiodifuziunii, mașini de scris și de calculat, produse ale industriei optice, aparate foto- și cinematografice etc. Aceste produse sînt exportate în peste 90 de țări din toate continentele.

Întreprinderea „Tesla" a expus o gamă variată de piese de radio, tuburi electronice, difuzoare, microfoane și alte piese electroacustice, receptoare portabile tranzistorizate, magnetofoane tranzistorizate și receptoare de televiziune.

A atras atenția, printre altele, receptorul de buzunar cu tranzistoare T60A „Doris". El este destinat pentru recepționarea stațiilor pe unde medii în gama 190—520 m. Tensiunea de funcționare este furnizată de la 4 baterii cu tensiunea totală de 6 V. Receptorul are o antenă cu ferită și are posibilitatea de conectare a unei căști sau a unui difuzor exterior cu impedanța de 10 Ω. Conexiunile sînt executate cu legături de suprafață. Cutia este din material plastic în diferite culori. Greutatea aparatului este de 450 g. Ca o noutate, mai putem cita și magnetofonul cu tranzistoare „Start" tip ANP 402. Este un magnetofon cu o singură viteză (4,76 cm/s) pe două piste, alimentat cu 6 pile a 1,5 V. Face posibile 5 feluri de înregistrări și 3 feluri de reproduceri. Este înzestrat cu accesorii bogate și asigură o bună calitate a reproducerii. Cu magnetofonul se furnizează și un adaptor de rețea, care face posibilă conectarea la rețeaua de 110/220 V. Cu ajutorul unui conector special, magnetofonul poate fi conectat la o autobaterie de 12 V. Imprimarea se face pe bandă Agfa CH, înfășurată pe o bobină cu diametrul de 75 mm. Timpul înregistrării este de 2×22 minute.

Gama de frecvență este cuprinsă între 150 și 5 000 Hz.

Greutatea magnetofonului este de 2,9 kg. Un mare interes a stîrnit prezența unui ceas cu tranzistoare fabricat în R.S. Cehoslovacă și care este exportat prin intermediul întreprinderii de comerț exterior KOVO.

Dintre celelalte țări care au expus produse din domeniul electronicii și telecomunicațiilor, putem enumera: Uniunea Sovietică, R.P. Ungară, R.P. Polonă, R.D. Germană, Siria, Japonia etc.

Cel de-al IV-lea Tîrg internațional de la Brno a constituit un bun prilej pentru poporul-frate cehoslovac de a demonstra prin exponatele sale progresul tehnic înregistrat, capacitatea și măiestria oamenilor muncii cehoslovaci, avantajele sistemelor de producție socialiste.

Întreprinderile cehoslovace de comerț exterior au expus în total 10 000 de produse, dintre care peste 350 noutăți tehnice.

Republica Populară Romînă a expus la Tîrgul internațional de la Brno produse care au entuziasmat pe numeroșii săi vizitatori. Țara noastră a organizat un birou de informații aprovizionat cu materiale de propagandă interesante, care au făcut cunoscut vizitatorilor înaltul nivel tehnic atins de ramura industrială.

Printre exponatele țării noastre putem cita: vagoane de marfă închise și deschise, autodescărcătoare, vagoane-cisterne, locomotive Diesel, cuptoare rotative pentru liniile de ciment, mașini de construcții, vase de pescuit, precum și mașini-unelte.

Un viu interes au prezentat instalațiile de foraj și instalațiile complete pentru industria chimică și rafinării.

Tîrgul de la Brno a avut în acest an o vastă expoziție de literatură tehnică și un club bine amenajat, unde vizitatorii au putut să primească toate informațiile tehnice necesare.

*

Tîrgul de la Brno din acest an nu a constituit numai o tribună a tranzacțiilor internaționale, a cooperării între state, un loc unde să se întărească relațiile comerciale existente și unde să se nască noi relații comerciale, ci el devine în fiecare an un loc de întîlnire a numeroase personalități științifice și a unor specialiști tehnici de înaltă calificare.

Ca în fiecare an, și în anul acesta cu ocazia Tîrgului a avut loc o serie de acțiuni tehnico-științifice, printre care trei colocvii internaționale unde s-a discutat problema utilizării ultrasunetelor, protecția contra coroziunii, mecanizarea și automatizarea transporturilor etc.

Numărul mare al vizitatorilor și al tranzacțiilor încheiate au reliefat interesul pe care l-au stîrnit produsele expuse și totodată importanța acestor manifestări internaționale pentru întărirea relațiilor de colaborare reciprocă între popoare.

astfel de microfon se compune din trei părți distincte : microfonul propriu-zis, emițătorul și receptorul. Dintre ele, cel mai voluminos este chiar în varianta tranzistorizată.

Ansamblul simplificat prevede utilizarea unui radioreceptor obișnuit, prevăzut cu o gamă de modulație de frecvență.

Adaptarea s-a realizat cu ajutorul unui mic convertizor cu un singur tranzistor OC615.

Emițătorul, cu trei tranzistoare, are forma unei cutii de 110×65×30 mm. Convertizorul receptorului este alimentat de o pilă uscată de lanternă de buzunar de 4,5 V, ce îi asigură o funcționare de 100 ore. Emițătorul este alimentat de trei pile miniaturale de 3 V (cu tensiunea de alimentare de 9V). Oscilatorul (OC615) lucrează pe o frecvență de 12,36 MHz.

Microfonul utilizat este dinamic. Emițătorul asigură o bandă rectilinie între 50 și 15 000 Hz cu o distorsiune mai mică de 5% pentru o variație a frevenței de ±40 kHz.

Emițătorul cu o putere de cca. 1mW asigură emisii recepționabile la cca. 100 m. Calitatea transmisiei este de înaltă fidelitate. Aparatul își găsește o largă utilizare în domeniul producției artistice profesioniste, al înregistrării de sunete cu sursa dificil de apropiat, în școli, conferințe, industrii diverse etc.

YOUNG, G.H. **Voltmetru digital.** În : Électronique et automatisme, nr. 15, 1962, p.470, 9 fig., 2 diagrame.

Prezentarea numerică a rezultatelor măsurătorilor elimină posibilitățile erorilor și ușurează lectura. În cazul voltmetrului digital, semnalul de intrare fiind în continuă variație, se utilizează un traductor analogic-digital. Se descrie un model de voltmetru digital de precizie, a cărui plajă de lectură acoperă de la 100 la 1 599 V. Este expus principiul voltmetrului digital și principiul său de funcționare.

Aparatul este destinat măsurării tensiunilor continue cuprinse între 100 și 1 599 V. Rezultatele măsurătorii apar în cifre luminoase. Plaja totală de măsură este împărțită în cinci game principale, cu comutare manuală. Impedanța de intrare variază între 100 kΩ și 10 MΩ, după gama utilizată. Sînt date schema-bloc a voltmetrului digital, schema montajului practic al rezistențelor de precizie, schema amplificatorului cu curent continuu, a amplificatorului cu patru etaje diferențiale și cu ieșiri simetrice, schema generală de principiu a inelului monostabil și a circuitelor asociate, precum și schema generală a principiului de alimentare.

DUCHAMP, R. **Aplicații ale tranzistoarelor; receptoare de radiodifuziune.** În : Électronique et automatisme, nr. 22, 1962, p. 317-321, 4 fig, 2 diagr.

Sînt descrise montaje de schimbător de frecvență și de amplificator, dîndu-se detalii de realizare. Receptoarele de radiodifuziune de tip superheterodină, moderne, au trei părți distincte : schimbătorul de frecvență, amplificatorul de înaltă frecvență, care cuprinde de obicei și detecția, și amplificatorul de joasă frecvență.

Un exemplu de utilizare a tranzistorului drift COSEM tip SFT 320 este schimbătorul de frecvență cu un singur etaj, cu o tensiune de alimentare de 9V, tensiune pe tranzistor 7,5V și curent al colectorului de 0,6 mA.

Tranzistorul COSEM SFT 220 poate fi utilizat într-un convertizor de bandă între 5,9 și 7,8 MHz care utilizează frecvența fundamentală a oscilatorului. Tensiunea de alimentare a acestui montaj este de 9V, iar curentul colectorului este de 0,6 mA.

Sînt prezentate schemele unui amplificator cu două etaje ce utilizează tranzistoare SFT 319 și a unui amplificator cu o putere nominală de 750 mW.

RECENZII

Acad. *BĂDĂRĂU, E., GRUMĂZESCU, M.* : **„BAZELE ACUSTICII MODERNE"**, București, Editura Academiei R.P.R., 1962.

Lucrarea de față reprezintă o monografie dezvoltată (aproximativ 500 pagini) consacrată problemelor de bază ale acusticii moderne. Ea reprezintă prima lucrare de acest gen în limba română. Apariția ei umple un gol care era resimțit de mult timp. O dată cu dezvoltarea acusticii, cu numeroasele ei aplicații, după 1944 s-a simțit nevoia redactării unei monografii consacrate problemelor acusticii. Primul pas a fost apariția monografiei „Introducerea în acustică" a academicianului E. Bădărău, apărută în 1953. Dezvoltarea acusticii din 1953 a făcut necesară apariția unei lucrări mai vaste, care să includă realizările în acustică, atît din alte țări, cît și din țara noastră.

Monografia se distinge printr-o expunere foarte clară, printr-o reliefare a conținutului fizic al problemelor tratate și printr-o tratare matematică la nivel superior.

În rîndurile ce urmează va fi expus pe scurt conținutul monografiei, făcîndu-se unele observații asupra materialului expus.

Lucrarea cuprinde 11 capitole : Teoria vibrației punctului material, Unde acustice, Propagarea undelor acustice, Vibrația corpurilor, Radiatori acustici, Sisteme acustice, Acustica fiziologică, Acustica spațiilor închise, Sisteme electroacustice, Măsurări acustice, Ultraacustica. Ordonarea materialului este asemănătoare celei din cărțile clasice de acustică. O deosebire constituie plasarea capitolului consacrat vibrației corpurilor între capitolul referitor la propagarea undelor acustice și cel referitor la radiatorii acustici.

Capitolul 1 tratează vibrația punctului material. Pornind de la ecuația de mișcare, se analizează regimurile : aperiodic, aperiodic critic și oscilant. Se studiază compunerea vibrațiilor coliniare și perpendiculare. Fenomenul de rezonanță este analizat la studiul mișcării forțate. Foarte interesante sînt aplicațiile descrise : frecvențmetrul cu lamele ș.a. În încheiere se expun cele două sisteme de analogii electromecanice. Expunerea analogiilor este făcută sumar ; dat fiind importanța și utilitatea metodei, ar fi fost necesar ca ea să fie mai dezvoltat expusă.

Capitolul 2 tratează undele acustice, ecuațiile și soluțiile lor. Sînt deduse legile pe baza cărora se obține ecuația undelor. Se analizează cazul undelor plane, al undelor sferice și al undelor cilindrice. Se introduc mărimile fizice importante : impedanța specifică, densitatea de energie, intensitatea sonoră.

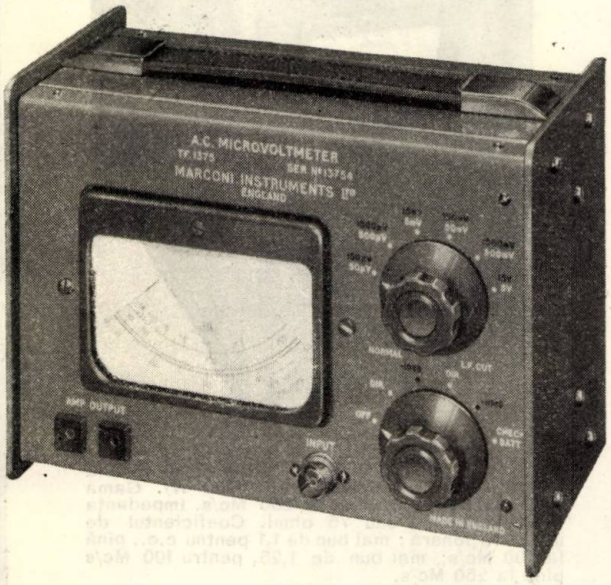
Capitolul 3 tratează propagarea undelor acustice. Sînt analizate o serie de efecte importante în acustică : reflexia, refracția, interferența, difracția, efectul Doppler-Fizeau. Capitolul are o mare dezvoltare și este expus foarte bine din punct de vedere fizic, fără a fi încărcat cu un important aparat matematic.

Capitolul 4 tratează vibrația corpurilor : coarde, membrane, bare, plăci. Se deduc ecuațiile de mișcare, precum și expresiile frecvențelor proprii. Paragraful 4.3.3, consacrat echivalării unui sistem cu constante distribuite printr-un sistem cu constante concentrate, este expus schematic. Ar fi fost necesar să se dea un exemplu de aplicare a acestei metode, care are o mare utilitate în electroacustică.

Capitolul 5 tratează radiatorii acustici. Se expun teoria și aplicațiile pentru sfera pulsantă, cilindrul pulsant, pistonul vibrant, surse combinate. În privința dozării materialului referitor la sistemele radiante se pot face unele observații. S-a studiat numai cilindrul pulsant, iar pentru cilindrul oscilant s-au indicat unele concluzii. În schimb, s-au tratat oscilațiile nesimetrice ale membranei. Era mai util să se trateze cilindrul oscilant, renunțîndu-se la studiul vibrației membranelor în general. Din acest capitol nu ar trebui să lipsească teoria sau cel puțin rezultatele referitoare la celelalte tipuri de radiatori : pistonul vibrant liber, pistonul vibrant capsulat.

Capitolul 6 tratează sistemele acustice : rezonatori, tuburi, filtre. Sînt introduse elementele acustice utile în cadrul studiului sistemelor cu schimbare de secțiune. Sînt expusse sistemele acustice cu utilizările lor practice. Nu se arată sufi-

MICROVOLTMETRU DE C.A. Tip TF 1375

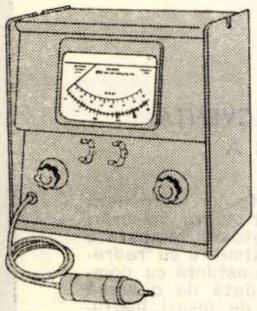


Acest microvoltmetru compact, de sine stătător şi complet tranzistorizat, este în tond un atenuator de intrare, cu compensaţie de frecvenţă şi trepte în decadă, combinat cu un amplificator cu şapte tranzistoare, cu compensaţie de frecvenţă, avînd un cîştig de tensiune de aproximativ 5 000 V.

El poate fi utilizat ca preamplificator de osciloscop ca detector sensibil de măsură, în punte, pentru controlul intensităţii cîmpului şi al antenei şi (cu o bucată adecvată de cuplaj) pentru măsurarea directă a fluxului de scăpări la transtormatoarele de alimentare şi motoarele electrice. Impedanţa de intrare şi sensibilitatea sînt astfel alese încît să se poată face măsurări precise de curenţi slabi pînă la 10^{-10} amperi.

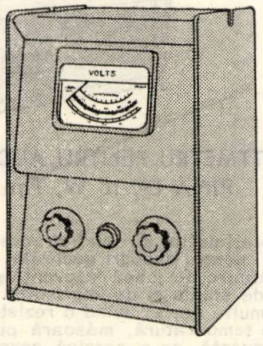
Gama de tensiune: de la 10 μV la 15 V, în 12 domenii.

Precizia: ± 10% din întreaga scală. Gama de frecvenţă: 50 c/s — 200 kc/s. Ieşirea amplificatorului: maximum 250 mV, pentru o impedanţă a sursei de alimentare de aproximativ 3 kΩ. Cîştigul amplificatorului: mai mare de 50 dB. Sursa de alimentare: două baterii de $4\frac{1}{2}$ V.



MILIVOLTMETRU DE BANDĂ LARGĂ Tip TF 1371

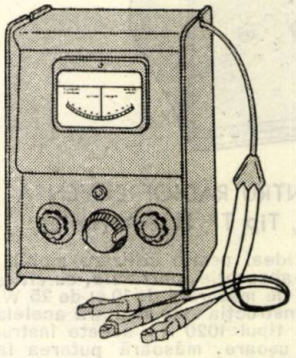
Gama de tensiune: 100 μV—300 mV (sau 30 V utilizînd o amplificare de 30 ori) în cinci domenii. Instrumentul de măsură indică valori eficace ale unei unde sinusoidale şi este etalonat de asemenea în decibeli, în raport cu 1 mV pe o rezistenţă de 600 Ω. Gama de frecvenţă: 30 c/s—30 Mc/s. Capacitatea de intrare: 11 μμF.



VOLTMETRU ELECTRONIC Tip TF 1300

Măsurare de tensiune (c.a.): de la 0,05 V la 100 V, în cinci domenii, 20 c/s la 300 Mc/s,

Măsurare de tensiune (c. c.): de la 0,1 V la 300 V, în cinci domenii. Măsurare de rezistenţă: de la 50 Ω la 5 MΩ în două domenii, centrate pe 1 kΩ şi 100 kΩ.



VOLTMETRU FĂRĂ ZERO Tip TF 1377

Acest voltmetru cu compensare potenţiometrică măsoară tensiuni absolute, pînă la 500 V c.c. El poate fi utilizat şi ca voltmetru diferenţial, cu o gamă de lucru de la ± 1 mV la ± 50 volţi.

Dacă tensiunea sursei se conectează în sens invers cu alimentarea internă de c.c. reglabilă, cu ajutorul unui potenţiometru (utilizînd instrumentul cu zero la centru ca indicator de nul), tensiunea absolută a sursei este indicată prin trei cifre, citite în linie pe potenţiometru. Instrumentul de măsură indică variaţii ale sursei de tensiune de la 1 mV la 100 V — echivalent cu o lungime efectivă a scării, de aproximativ 170 m.

SOMMAIRE

C.D. 621.394 : 621.314.7

E. Barbu, N. Necula : **Étude d'un oscilateur à transistor pour les systèmes télégraphiques de courants porteurs.**

Cet article comprend une étude sur un schéma original d'un oscillateur à transistor, le calcul du schéma et les résultats expérimentaux obtenus.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6 1962, p. 241–247

C.D. 621.396.11

C. Şerbu : **Résultats et conclusions des mensurations du coefficient de réflexion des ondes ionosphériques effectuées pendant l'éclipse totale de soleil du 15 Février 1961.**

On y décrit les mensurations faites pour trouver les variations du coefficient de réflexion dans la couche ionosphérique *D*, dans le domaine des ondes moyennes et longues, pendant l'éclipse totale de soleil du 15 Février 1961. Se basant sur ces mensurations, on tire des conclusions sur les phénomènes d'ionisation et de récombinaison dans les couches inférieures de l'ionosphère sous l'action des rayons solaires.

Ce travail a été élaboré à la suite des mensurations organisées à l'échelle internationale, la République Populaire Roumaine y étant représentée par L'Institut Polytechnique de Bucarest.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6, 1962, p. 247–256

CD. 621.395 : 621.372.2

D. Raicu : **Le transfert maximum de puissance par circuits sélectifs à pertes.**

Pour le cas où entre la génération et le charge on intercale un circuit sélectif à pertes, on montre que l'adaptation des impédances n'est pas la situation optimum du point de vue du transfert de puissance du générateur à la charge. Dans quelques cas particuliers on établit la technique de projection pour le transfert optimum de puissance dans les conditions des spécifications imposées.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6, 1962, p. 257–262

C.D. 621.396.62 :621.314.7

C. Popescu : **Compensation thermique des montages à transistors.**

On y analyse au point de vue qualitatif et quantitatif les effets liés à l'influence des variations de la température sur les montages à transistors. On pose ensuite le problème de la compensation de ces effets et l'on en donne les méthodes pratiques et les indications de calcul nécessaires. On traite en détail du problème de la compensation au thermistors à coefficient de température négatif.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6, 1962, p. 263–272

NOUVEAUX RADIO-RÉCEPTEURS ROUMAINS

C.D. 621.396.62

E. Mihăilescu : **Le radio-récepteur S625A „Select"**

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6, 1962, p. 273–275

NOTES, 275–276
NOTES TECHNICO-ÉCONOMIQUES, 277–278
CHRONIQUE, 279–280
RAPPORTS, 281–284
COMPTES-RENDUS, 284–285
INDEX ALPHABÉTIQUE, 286

CONTENTS

D.C. 621.394 :621.314.7

E. Barbu, N. Necula : **The study of a transistorized oscillator for telegraphic systems of carrier currents.**

This paper contains a study concerning an original scheme for a transistorized oscillator, the calculus of the scheme and the experimental results obtained.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6, 1962, p. 241–247

D.C. 621.396.11

C. Şerbu : **Results and conclusions of measurements concerning the reflexion coefficient of ionospheric waves carried out during the sun eclipse of February, 15, 1961.**

A description is given of the measurements carried out for determining the variations in the reflexion coefficient occurred in the ionospherical layer *D*, in the field of medium and long waves, during the total sun eclipse of February, 15, 1961. On the basis of measurements conducted, some conclusions are drawn concerning different phenomena, such as ionization and recombination in the lower layers of the ionosphere under the action of sun beams.

This work has been elaborated as a result of measurements carried out in co-operation by several countries including the R.P.R. reprezented by Bucharest Polytechnical Institute.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6, 1962, p. 247–256

DC.621.395 :621.372.2

D. Raicu : **The maximum power transfer throungh selective circuits with losses.**

It is pointed out that impedance adaptation does not represent the optimum situation from the viewpoint of the power transfer from the generator to the charge whenever selective circuit with losses is intercalated. In some particular cases one establishes the designing methods for the maxlmum power transfer under the conditions of the specifications imposed.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6, 1962, p. 257–262

D.C. 621.396.62 :621.314.7

C. Popescu : **The thermic compensation of transistorized connections.**

The effects of temperature variations on tranzistorized connections are qualitatively and quantitatively analysed.

The problem of compensating these effects is then discussed as well as the practical methods and calculus indications required. The possibility of using thermistors with negative temperature coefficient is largely analysed.

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6. 1963, p. 263–272

NEW ROUMANIAN RADIORECEIVERS

D.C. 621.396.62.

E. Mihăilescu : **The S625A „Select" radioreceiver.**

Telecomunicaţii, **6**, nr. 6. 1962, p. 273–275

NOTES, 275–276
TECHNICAL AND ECONOMIC NOTES, 279–280
CHRONICLE, 277–278
REPORTS, 281–284
REVIEWS, 284–285
AUTHOR INDEX, 286